

Федеральное агентство связи
Федеральное государственное образовательное бюджетное учреждение
высшего профессионального образования
«Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики»

Кафедра _____ СИСТЕМ СВЯЗИ
(наименование кафедры)

КОНСПЕКТ ЛЕКЦИЙ
ПО УЧЕБНОЙ ДИСЦИПЛИНЕ

Системы связи с подвижными объектами
(наименование учебной дисциплины)

по специальности (направлению подготовки):

направление 210400 – Телекоммуникации

специальности: 210404 – Многоканальные телекоммуникационные системы

210406 – Сети связи и системы коммутации

210302 – Радиотехника

210405 – Радиосвязь, радиовещание и телевидение

наименование специальности (направления подготовки)

Составитель:
Диязитдинов Р.Р.

Самара
2013

УДК 681.3
621.396

Диязитдинов Р.Р.

Системы связи с подвижными объектами. Конспект лекций. – Самара: ФГОБУ ВПО ПГУТИ, 2013. – 204 с.

Рассматриваются принципы построения систем связи с подвижными объектами, основные технологии беспроводных сетей доступа, способы взаимодействия между мобильными и базовыми станциями и схемы построения приемно-передающих устройств радиосвязи. Описываются принципы формирования канальных сигналов в системах с кодовым разделением, GSM, Wi-Fi, LTE, принципы помехоустойчивого кодирования для борьбы с пакетными ошибками, приводятся примеры расчета характеристик сотовых систем, уровней радиосигнала для систем связи с подвижными объектами и устройств, компенсирующих канальные искажения.

Данное учебное издание рекомендуется к использованию в образовательных учреждениях, реализующих образовательные программы высшего профессионального образования, по дисциплине «Системы связи с подвижными объектами» по специальностям 210404 «Многоканальные телекоммуникационные системы», 210406 «Сети связи и системы коммутации», 210302 «Радиотехника», 210405 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение» направления подготовки дипломированных специалистов 210400 «Телекоммуникации» и направлению подготовки бакалавров 210700 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

Федеральное государственное образовательное бюджетное учреждение
высшего профессионального образования
«Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики»

© Диязитдинов Р.Р., 2013

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	стр 7
Введение	8
Раздел 1. Основы построения систем связи с подвижными объектами	10
Лекция 1. Основы организации систем связи с подвижными объектами	10
1.1. Принципы организации радиосвязи	10
1.2. Классификация радиочастот	16
1.3. Общие принципы построения РРЛ	17
1.4. Принципы построения систем сотовой связи	19
1.5. Принципы установления связи в системы подвижной радиосвязи	22
1.6. Структура сигнала GSM	24
Краткие итоги лекции 1	26
Вопросы по лекции 1	27
Упражнения	28
Лекция 2. Поколения мобильной телефонии	29
2.1. Поколение 1G	29
2.2. Поколение 2G	30
2.3. Поколение 3G	31
2.4. Поколение 4G	32
Краткие итоги лекции 2	33
Вопросы по лекции 2	34
Лекция 3. Трафик и емкость сотовых систем	35
3.1. Трафик и способы повышения емкости сотовых систем	35
3.2. Расчет количества каналов	36
3.3. Оценка числа пользователей на соту в системах CDMA	37
Краткие итоги лекции 3	41
Вопросы по лекции 3	41
Упражнения	42
Раздел 2. Основы многоканальных систем передачи	43
Лекция 4. Методы многостанционного доступа	43
4.1. Виды систем множественного доступа	44
4.2. TDMA	44
4.3. FDMA	45
4.4. CDMA	46
4.5. Преимущества CDMA	47
Краткие итоги лекции 4	48
Вопросы по лекции 4	49
Упражнения	50
Лекция 5. АЦП, ИКМ, скремблирование	51
5.1. АЦП	51
5.2. Нелинейное кодирование	55
5.3. ИКМ	58
5.4. Скорость передачи цифрового потока	59
5.5. Достоинства цифрового сигнала	60
5.6. Скремблирование цифрового сигнала	60
Краткие итоги лекции 5	63
Вопросы по лекции 5	64
Упражнения	64

Раздел 3. Кодовое разделение каналов	65
Лекция 6. Радиосвязь на основе технологии CDMA	65
6.1. Технология CDMA	65
6.2. Принцип работы CDMA	72
6.3. Rake-приемник	75
Краткие итоги лекции 6	76
Вопросы по лекции 6	77
Упражнения	78
Раздел 4. Модели предсказания	79
Лекция 7. Модели предсказания уровня сигналов (Окамуры, Окамуры-Хата)	79
7.1. Модель Окамуры	79
7.2. Модель Окамуры-Хата	88
Краткие итоги лекции 7	90
Вопросы по лекции 7	91
Раздел 5. Система GSM	92
Лекция 8. Структура системы GSM	92
8.1. Структура системы GSM (Global System for Mobile Communications)	92
8.2. Аутентификация SIM	94
8.3. Идентификация абонентского оборудования (Equipment Identity Register)	95
8.4. Handover (Хэндовер)	96
8.5. Роуминг	97
8.6. Эквалайзинг	98
8.7. Скачки по частоте	101
Краткие итоги лекции 8	101
Вопросы по лекции 8	102
Упражнения	103
Лекция 9. Устройство подвижной и базовой станции	104
9.1. Подвижная станция	104
9.2. Базовая станция	107
9.3. Принципы формирования сигналов стандарта GSM	109
9.4. Особенности устройства мобильной станции сотовой связи	112
Краткие итоги лекции 9	116
Вопросы по лекции 9	117
Упражнения	117
Лекция 10. Модуляция сигналов в цифровых системах радиосвязи	118
10.1. Бинарная фазовая модуляция (BPSK)	118
10.2. Квадратурная фазовая манипуляция (QPSK)	119
10.3. Квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом (O-QPSK)	121
10.4. Относительная квадратурная фазовая манипуляция с фазовым сдвигом $\pi/4$	122
(п /4 –DQPSK)	
10.5. Манипуляция с минимальным частотным сдвигом (MSK)	125
10.6. Гауссовская манипуляция с минимальным частотным сдвигом (GMSK)	126
Краткие итоги лекции 10	127
Вопросы по лекции 10	128
Упражнения	129
Раздел 6. Помехоустойчивое кодирование	130
Лекция 11. Основы обнаруживающих и корректирующих кодов	130
11.1. Принципы кодирования	130
11.2. Основные характеристики корректирующих кодов	136
11.3. Корректирующие коды Хемминга	141
11.4. Перемежевание символов	145
Краткие итоги лекции 11	149

Вопросы по лекции 11	150
Упражнения	150
Лекция 12. Эквалайзеры	151
12.1. Линейные искажения	151
12.2. Расчет эквалайзера	153
Краткие итоги лекции 12	158
Вопросы по лекции 12	158
Упражнения	158
Раздел 7. Сети беспроводного доступа	159
Лекция 13. OFDM	159
13.1. Характеристика OFDM	159
13.2. Преобразование сигнала в OFDM	161
Краткие итоги лекции 13	167
Вопросы по лекции 13	168
Упражнения	168
Лекция 14. Wi-Fi	169
14.1. История развития Wi-Fi	169
14.2. Стандарт IEEE 802.11g	169
14.3. Топологии беспроводных сетей Wi-Fi	173
14.4. Зона покрытия Wi-Fi	175
Краткие итоги лекции 14	177
Вопросы по лекции 14	178
Лекция 15. LTE	180
15.1. История развития LTE	180
15.2. Принципы построения радиоинтерфейса по технологии LTE	181
15.3. Многоантенные системы	187
15.4. Сетевая архитектура SAE	188
Краткие итоги лекции 15	190
Вопросы по лекции 15	191
Упражнения	192
Заключение	193
Список литературы	194
Глоссарий	195
Список терминов и сокращений	202

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий курс лекций предназначен для студентов по направлению подготовки дипломированных специалистов 210400 «Телекоммуникации» специальностей 210302 – Радиотехника, 210405 – Радиосвязь, радиовещание и телевидение, а также направлению подготовки бакалавров 210700 – Инфокоммуникационные технологии и системы связи.

Он может быть полезен для студентов специальностей 210404 – Многоканальные телекоммуникационные системы, 210406 – Сети связи и системы коммутации.

Целью данного учебного пособия состоит в том, чтобы в краткой и доступной форме изложить основы построения систем связи с подвижными объектами, которые включают системы мобильной связи, технологии беспроводного доступа, персональной спутниковой связи.

В последние десятилетия развитие инфокоммуникационных технологий позволило создавать компактные и мало потребляющие, с энергетической точки зрения, устройства, которые позволяют проводить сложную обработку сигналов. Подобные цифровые устройства позволили сделать качественный скачок в технологии беспроводной передачи информации, где проблемами качества канала связи (за исключением недостаточности полосы пропускания) отходят, если не на задний план, то уже не являются главенствующими.

Качественный скачок заключается в том, что все имеющиеся в распоряжении ресурсы: частотно-временные, энергетический диапазон, территориальное разнесение используются в максимальной степени, наряду с этим совершенствуются способы формирования канальных сигналов и развиваются новые технологии передачи, позволяющие проводить интегрирование со всеми предыдущими технологиями передачи.

Объем знаний, который соответствует существующим технологиям подвижной связи, поистине огромный. Описать особенности, которые связаны с формированием сигналов, с обменом информацией, со структурой канальных слотов и т.п. не представляется возможным. Поэтому в данном учебном пособии предпринята попытка описать фундаментальные основы, чтобы сформировать у учащихся общее представление о современных технологиях беспроводной связи.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время системы связи с подвижными объектами прочно вошли в повседневную жизнь общества. Несмотря на широкую распространенность систем связи, ориентированных на работу с фиксированными абонентами, в настоящий момент наблюдается острая необходимость предоставления услуг связи для работы в любом месте, будучи не привязанным к какому-либо определенному месту и даже к какой-то ограниченной территории. Эта необходимость и привела к бурному развитию мобильных сетей, сетей беспроводного доступа, радиорелейной и спутниковой связи.

При таком интенсивном развитии технологий передачи сложилась ситуация, при которой одновременно существуют мобильные сети второго, третьего и четвертого поколения. Основу сетей более высокого поколения составляют не только требования к пропускной способности, но и интеграция между различными технологиями, когда оборудование более высокого поколения вынуждено поддерживать технологии предыдущего поколения, в связи с их широким распространением и невозможностью одномоментного перехода со "старых" технологий передачи на новые.

Современные тенденции развития беспроводных сетей – это направленность на пакетную передачу различных видов трафика – пересылка данных, речи, видеоинформации с заданным качеством, определяемых не только с учетом вероятности ошибок, но и задержек. Для обеспечения высоких скоростей передачи и требуемого качества в современных технологиях связи с подвижными объектами в максимальной степени используется весь объем канала связи – частотные, временные и динамические возможности.

При изучении теоретических вопросов связи с подвижными объектами встала острая проблема, связанная с наличием большего объема знаний о технологиях передачи. Дать описание стандартов и особенностей, которые связаны с формированием канальных сигналов, передачей, приемом, синхронизацией, демодуляцией и т.д. не представляется возможным. Эта проблема усугубляется тем, что существует достаточно много информационных ресурсов, которые содержат либо "устаревшие" знания о фундаментальных способах организации многоканальных систем, либо

общую ознакомительную информацию, не подкрепленную примерами и без описания физических процессов, лежащих в основе работы оборудования передачи.

В настоящем учебном пособии делается попытка описать основные способы и принципы, на которых базируются основы разделения каналов, но без описания особенностей, связанные с протоколами, структурой канальных сигналов, с выбором контрольных частот и интервалов времени для определения ослабления сигнала и т.д. Используя эти знания в качестве базиса, дальнейшее изложение полностью посвящено существующим в настоящее время технологиям передачи (CDMA, GSM, Wi-Fi, LTE и т.д.), способам расчета параметров, определяющих характеристики каналов радиосвязи, а также способам их коррекции, исправления одиночных и пакетных ошибок и т.д.

В предлагаемом курсе рассматриваются принципы построения систем связи с подвижными объектами, основные технологии беспроводных систем передачи, рассматриваются принципы и алгоритмы взаимодействия между элементами сети (базовыми станциями и мобильными устройствами), описываются способы формирования канальных сигналов, используемых для передачи данных по радиоканалам, описываются способы борьбы с замираниями и многолучевым распространением. Каждый раздел содержит лекции, объединенные общей тематикой. Для каждой лекции подобраны примеры, описывающие физические процессы и логические взаимосвязи при работе систем передачи. Теоретический материал закрепляется в ходе проведения лабораторных работ.

Раздел 1. ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ

Лекция 1. ОСНОВЫ ОРГАНИЗАЦИИ СИСТЕМ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ

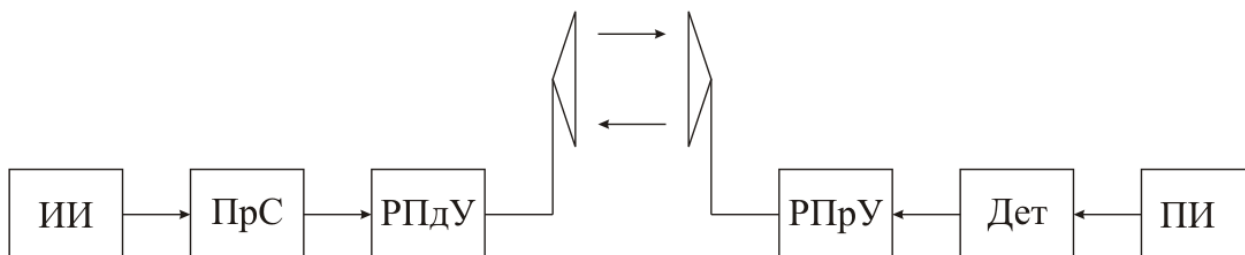
Краткая аннотация лекции: приведено описание принципов построения систем связи с подвижными объектами, принципов установления соединений между мобильной и базовой станцией, приведена частотно-временная структура сигнала и канального интервала в стандарте GSM.

Цель лекции: изучить основы построения систем связи с подвижными объектами и основ функционирования элементов в системах радиосвязи.

1.1. Принципы организации радиосвязи

Простейшая схема радиосвязи показана на рис. 1.1:

- 1 – источник информации (цифровые данные, изображение, и т.д.);
- 2 – преобразователь сообщения служит для преобразования поступающей информации в электрический сигнал;
- 3 – модулятор с передатчиком.



ИИ – источник информации
ПрС – преобразователь сообщения
РПДУ – радиопередающее устройство
РПРУ – радиоприемное устройство
Дет – детектор
ПИ – приемник информации

Рис. 1.1. Схема организации радиосвязи

Необходимость модуляции сигнала связана с тем, что информация, преобразованная в электрический сигнал, имеет относительно низкую частоту, которая, как известно, плохо излучается. Модулированные ВЧ колебания, называемые радиосигналом, подаются в передающую антенну и возбуждают в окружающем пространстве электромагнитные волны. Небольшая часть энергии электромагнитных волн от передатчика достигает приемной антенны и создает в ней слабый модулированный ток высокой частоты.

В приемнике ВЧ (РПРУ) модулированные колебания усиливаются и затем преобразуются в Детекторе (Дет) обратно в сигнал такого же вида, как

полученный в пункте передачи от преобразователя. Такое преобразование называется детектированием. Далее сигнал поступает в приемнике информации (ПИ) – телефон, телевизионную приемную трубку и т.п., после чего принятая информация поступает к получателю.

Комплекс из передатчика, передающей антенны, среды распространения волн, приемной антенны и приемника образует радиолинию.

Односторонняя передача используется чаще не в радиосвязи, а в звуковом и ТВ радиовещании, в службах передачи информации для агентств печати, метеорологической информации, сигналов точного времени, точной частоты и др. Чтобы улучшить эффективность использования оборудования и увеличить пропускную способность радиолинии, применяют аппаратуру уплотнения (рис. 1.2). Передающая часть аппаратуры образует из сигналов различных источников информации $1a-1n$, преобразованных преобразователями $2a-2n$, единый групповой сигнал. Приемная часть этой аппаратуры разделяет сигналы, производит их преобразование ($5a-5n$), после чего они поступают к потребителям $6a-6n$. Совокупность технических средств, обеспечивающих передачу сообщения от одного источника информации к получателю, называется каналом радиосвязи. Система радиосвязи с уплотнением радиолинии называется многоканальной радиосвязью.

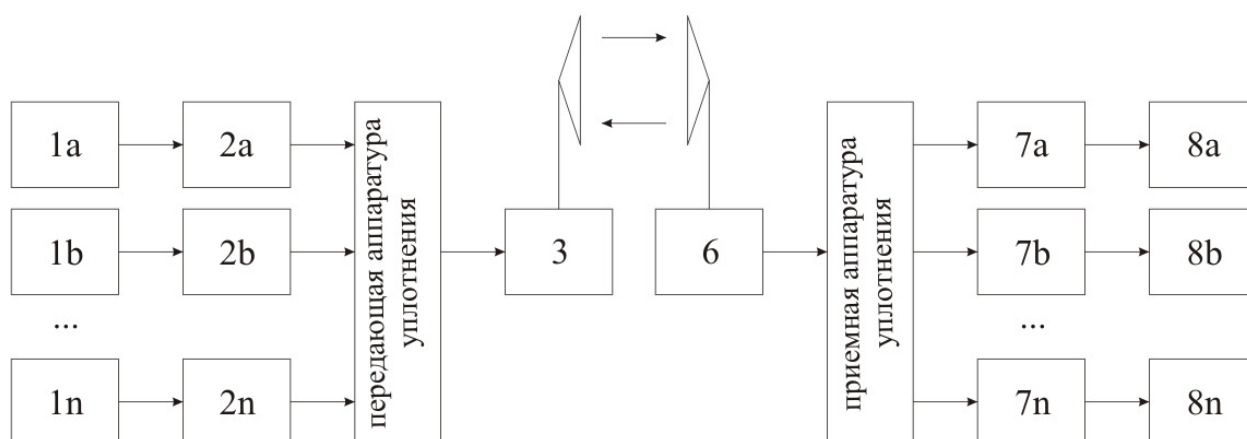


Рис. 1.2. Система радиосвязи с уплотнением радиолинии

Для обмена информацией между двумя пунктами организуется двусторонняя радиосвязь, которая обеспечивается при помощи двух комплектов оборудования односторонней связи, действующих навстречу

друг другу. В каждом конечном пункте двусторонней линии радиосвязи размещаются и приемное и передающее оборудования. Источник и получатель информации обычно совмещены, а также передатчик и приемник в некоторых случаях объединяются в единую приемо-передающую радиостанцию. В таком пункте вместо двух антенн может быть одна общая приемо-передающая антенна.

Двусторонняя радиосвязь может организовываться по следующим вариантам:

1. Оба передатчика работают на одной и той же частоте, т.е. и приемники настроены на одну и ту же частоту. В этом случае радиолиния в оба направления одновременно работать не может. Работа производится поочередно в одном из направлений. Такая связь называется симплексной.

2. Передатчики работают на разных частотах, соответственно и приемники настроены на разные частоты. В этом случае радиолиния в оба направления может работать одновременно. Такая связь называется дуплексной.

3. Радиосвязь осуществляется с использованием двух частот: приемной и передающей, но, по сравнению с дуплексом, не одновременно, а поочередно. Сигнал принимается на одной частоте, а передается на другой. В один момент времени абонент может находиться либо в режиме «прием» либо «передача». Такая связь называется полудуплексной (двухчастотный симплекс). Полудуплекс используется в следующих случаях. Обычно первичной задачей любой системы связи является обеспечение требуемой (очень большой) дальности связи. Однако дальность ограничена из-за того, что планета представляет собой шар, кривизна поверхности которого не позволяет осуществлять связь за пределы горизонта. А это значит, что связь между портативными радиостанциями, на открытой равнинной местности, возможна на расстоянии около 5 км. Если надо больше (99.9% случаев), то применяют ретрансляторы.

Ретранслятор это устройство, принимающее радиосигнал и передающее его в эфир. Наибольшую зону охвата будет иметь ретранслятор, установленный на искусственном спутнике Земли в космосе. На Земле для обеспечения заданного охвата устанавливают ретранслятор на искусственном или естественном высотном сооружении (здание, мачта,

холм). Практически ни одна современная система связи не обходится без ретранслятора

Принцип ретрансляции приведен на рис. 1.3.

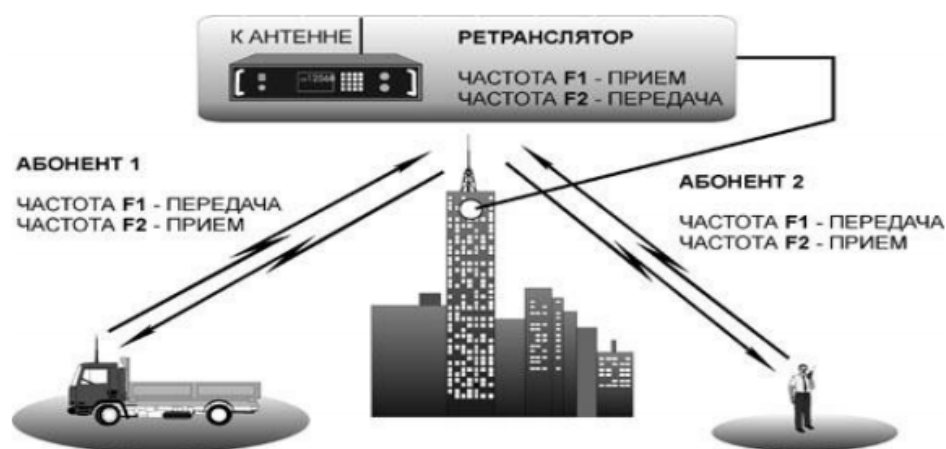


Рис. 1.3. Принцип ретрансляции

Из рис. 1.3 видно зачем (почему) нужен полудуплекс (двухчастотный симплекс). Так как ретранслятор непрерывно передает принятые сигналы (дуплекс), то он не может делать это на одной и той же частоте (сигналы передатчика будут тут же приниматься приемником – замкнутый круг). Поэтому дуплексный ретранслятор работает на разных частотах, номиналы которых должны отличаться на определенную величину (зависит от оборудования, системы и др.). Соответственно в абонентских радиостанциях должны использоваться те же частоты, но в «перевернутом» виде (приемная частота ретранслятора должна соответствовать передающей у радиостанций и наоборот). Так как у всех абонентских радиостанций одинаковы передающие и приемные частоты, то прямая связь между ними невозможна. Получается, что ретранслятор непрерывно излучает принимаемый сигнал, а в абонентских радиостанциях режим прием/передача должен переключаться. В один момент времени или говорю или слушаю. Чем выше чувствительность и мощность ретранслятора и выше установлены антенны, тем большую зону можно охватить устойчивой радиосвязью. В том случае если не хватает частот, денег или того и другого (наиболее распространенный случай), то можно обойтись симплексом. В таком случае абонентское оборудование остается тем же, только в нем программируются одинаковые приемные и передающие частоты. А вот в качестве ретранслятора можно использовать

обычную абонентскую радиостанцию. Но она не может принимать и передавать одновременно, что, кстати, и не требуется (да и нельзя, как уже рассмотрено выше).

Для работы такого ретранслятора (его, кстати, обычно называют симплексным) требуется специальное устройство – контроллер симплексного ретранслятора. Устройство представляет собой так называемый цифровой магнитофон, который записывает принимаемое сообщение до тех пор, пока оно присутствует в эфире (или пока не кончится «пленка»). После пропадания сигнала, контроллер переключает радиостанцию в режим передачи, и записанное сообщение воспроизводится в эфире. Получается, что достаточно одной частоты и одной (не дуплексной) радиостанции. При всей простоте и относительной дешевизне метода, у него есть серьезный недостаток: абонент должен тратить время на проговаривание сообщения, и затем ждать, пока оно воспроизведется в эфире. Таким образом, на радиопереговоры при использовании симплексного ретранслятора потребуется в два раза больше времени, чем при использовании дуплексного. Если количество денег и радиочастот являются определяющими факторами и можно смириться с потерей оперативности, то применение симплексных ретрансляторов (как их еще называют «симплексеры», «эхо-репитеры», «кукушки» или «попугаи») будет наиболее рациональным путем решения задачи.

Таким образом, дуплекс применяют при непрерывной ретрансляции, а симплекс – в случаях прямой связи (без ретрансляторов) или в случае симплексной ретрансляции. Линия радиосвязи может состоять из нескольких или многих отрезков, в пределах которых передача радиосигналов обеспечивается комплектами приемно-передающего оборудования. Сигналы из одного пункта принимаются в другом, усиливаются и передаются далее в третий пункт, там вновь усиливаются и передаются в четвертый пункт и т.д. Такое построение радиолинии называется радиорелейной линией связи (см. рис. 1.4), а условное изображение приведено на рис. 1.5.

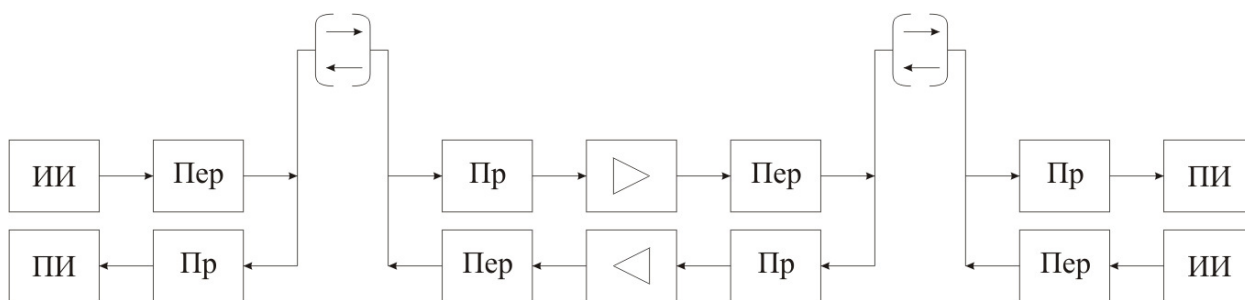


Рис. 1.4. Структурная схема радиорелейной линии связи

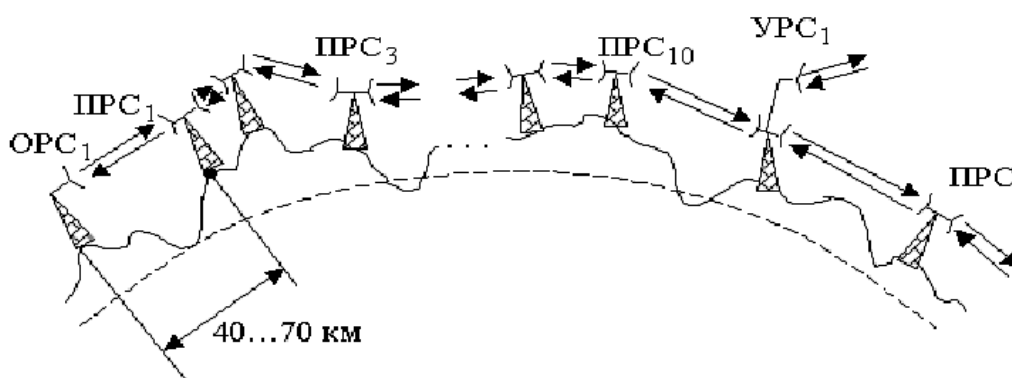


Рис. 1.5. Схематичное представление радиорелейной линии

Подобным же образом действуют спутники связи (рис. 1.6). Сигнал с одной наземной станции принимается на искусственный спутник Земли (ИСЗ), усиливается и через передатчик спутника передается на другую наземную станцию, находящуюся на большом расстоянии от первой. Линии РРЛ, также как и линии спутниковой связи, всегда имеют на конечных пунктах аппаратуру уплотнения и позволяют передавать большие потоки информации.

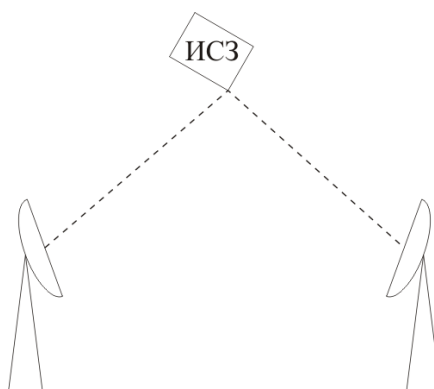


Рис. 1.6. Спутниковая линия связи

Линии РРЛ, также как и линии спутниковой связи, всегда имеют на конечных пунктах аппаратуру уплотнения и позволяют передавать большие потоки информации.

1.2. Классификация радиочастот

Все системы радиосвязи обычно используют радиосигналы в виде гармонических (синусоидальных) колебаний ВЧ, модулированных передаваемым отдельным или групповым сигналом. Каждой линии радиосвязи выделяется определенная полоса. Средняя частота выделенной полосы считается номинальной частотой передающей радиостанции. В соответствии с международным регламентом радиосвязи радиочастоты делятся на 9 диапазонов, в которых условия распространения радиоволн приблизительно одинаковы и обозначаются номерами от 4 до 12. Диапазон с номером N ограничен снизу частотой $0,3 \cdot 10^N$ Гц и сверху частотой $3 \cdot 10^N$ Гц. Диапазонам присвоены следующие названия (см. табл. 1.1)

Табл. 1.1 – Классификация радиочастот

Частоты	Длина волн	Метрическое наименование диапазона волн	Наименование диапазона частот	Поддиапазон волн
4 – от 3 до 30 кГц	от 100 до 10 км	Мириаметровые	Очень низкие (ОНЧ)	Сверхдлинные (СДВ)
5 – от 30 до 300 кГц	от 10 до 1 км	Километровые	Низкие (НЧ)	Длинные (ДВ)
6 – от 0,3 до 3 МГц	от 1 км до 100 м	Гектометровые	Средние (СЧ)	Средние (СВ)
7 – от 3 до 30 МГц	от 100 до 10 м	Декаметровые	Высокие (ВЧ)	Короткие (КВ)
8 – от 30 до 300 МГц	от 10 до 1 м	Метровые	Ультравысокие (УВЧ)	Ультра- короткие(УК В)
9 – от 0,3 до 3 ГГц	от 1 м до 1 дм	Дециметровые	Сверхвысокие (СВЧ)	
10 – от 3 до 30 ГГц	от 1 дм до 1 см	Сантиметровые	Крайневысокие (КВЧ)	
11 – от 30 до 300 ГГц	от 1 см до 1 мм	Миллиметровые		
12 – от 300 до 3000 ГГц	от 0,1 до 1 мм	Дециметровые		

Отсюда видно, что с увеличением номера диапазона, ширина диапазона частот увеличивается.

Например: № 4 $f_4=27$ кГц, а №12 $f_{12}=2700$ кГц.

В пределах диапазона, условия распространения радиоволн приблизительно одинаковы. Рабочую частоту линии радиосвязи или так называемую несущую частоту, которая используется для переноса сообщений из места передачи на место приема, выбирают с учетом следующих требований:

1. Отсутствие работающих на этой частоте радиостанций, излучения которых могли бы мешать радиоприему в нужных пунктах планируемой линии.
2. Отсутствие на этой частоте систем радиосвязи и вещания, работе которых может помешать включение нового передатчика.
3. Выбираемая частота должна лежать в диапазоне, который по существующим планам распределения радиочастот отведен для данного вида радиосвязи.
4. Должна иметься возможность занятия достаточно широкой полосы частот, соответствующей ширине спектра передаваемых радиосигналов.

Анализируя приведенные требования можно показать, что построение многоканальной радиолинии целесообразно не на всех 9 диапазонах. Например: в диапазоне № 4 с применением АМ можно организовать только 3-х канальную ТЛФ радиолинию ($F_{млф} = 0,3 \dots 3,4$ кГц, $f_{п} = 8$ кГц, $f_4 = 27$ кГц). В этом диапазоне нельзя организовать высококачественную передачу даже одного канала вещания ($F_{вещ} = 15$ кГц) и TV ($F_{TV} = 6$ МГц). Поэтому для этих целей используют диапазон волн с более высоким номером. Для TV-вещания № 8, для радиовещания № 5 и выше и т.д., а для организации многоканальной радиолинии обычно используют диапазон УКВ (8 диапазон и выше).

Поскольку РРЛ является, как правило, многоканальной радиолинией, то и несущие частоты выбирают в диапазон УКВ, также и в системах связи через ИСЗ.

1.3. Общие принципы построения РРЛ

Радиорелейная связь, это радиосвязь по линии, образованной цепочкой приемопередающих (ретрансляторов) радиостанций отстоящих друг от друга

в пределах прямой видимости. Осуществляется обычно на деци- и сантиметровых волнах». Дальность прямой видимости зависит от высоты приемопередающих антенн двух РРС и может быть вычислена по простой формуле

$$L_0 = \sqrt{2}R_0(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \quad (1.1)$$

где L_0 – дальность прямой видимости;

R_0 – радиус Земли;

h_1 и h_2 – высоты приемопередающих антенн радиостанций.

Радиоволны дециметрового (ДЦВ) и сантиметрового диапазонов (СВ) распространяются в основном за счет поверхностной волны прямолинейно (дифракция радиоволн этого диапазона выражена слабо). Поэтому связь с ее помощью может быть организована только на дальности прямой видимости. Для того чтобы максимально увеличить расстояние прямой видимости между РРС, их антенны устанавливают на мачтах или башнях высотой 70–100 м и по возможности – на возвышенных местах.

Максимальная дальность радиосвязи (для высоких частот критично, необходимо чтобы первая зона Френеля не касалась поверхности), которая зависит от частотного диапазона используемых РРС, емкости ствола (скорость потока), диаметра антенн, может незначительно отличаться от вычисленной по формуле (1.1).

На равнинной местности расстояние между РРС обычно составляет 40–70 км, в горах и на пересеченной местности оно может быть увеличено за счет установки РРС на возвышенностях или вершинах гор. Если расстояние между РРС превышает пределы прямой видимости, то устанавливают промежуточные (ретрансляционные) РРС. Применение (в отдельных звеньях цепочки) станций тропосферной радиосвязи, которые используют эффект рассеяния радиоволн СВЧ на неоднородностях тропосферы, позволяет увеличить это расстояние до 250–300 км.

Диапазоны ДЦВ и СВ выбираются из тех соображений, что ширина полосы частот этих диапазонов позволяет работать в нем одновременно многим широкополосным радиопередатчикам с шириной спектра сигналов до нескольких десятков МГц. В этих диапазонах низкий уровень атмосферных и промышленных помех радиоприему, и возможно применение остронаправленных (с малым углом излучения) малогабаритных

антенн. Максимальная эффективность связи между двумя РРС достигается в том случае, если размеры антенны соизмеримы с четвертью длины волны. Например, если длина волны равна 100 см, то диаметр антенны должен составлять 25 см.

Аналоговая связь давно уступила цифровым технологиям. В отличие от цифровых, аналоговые системы связи не позволяют строить качественные каналы связи и обеспечивают минимальный набор сервисных функций. Цифровая связь – это в первую очередь качественная и надежная связь с богатым набором сервисных функций, использующая в качестве транспорта оптические, медные, радиорелейные линии связи или системы широкополосного беспроводного доступа.

Радиорелейные линии связи способны работать в диапазонах частот 0.15 – 40 ГГц, обеспечивая протяженность одного пролета до 70 км.

Широкое распространение радиорелейные линии получили благодаря возможности оперативной организации многоканальной связи в регионах со слаборазвитой или отсутствующей инфраструктурой, в сложных географических и климатических условиях. Тяжело найти альтернативу радиорелейным линиям связи, когда необходимо организовать цифровые каналы связи через заболоченную местность, территорию вечной мерзлоты, неохраемую территорию или территорию, находящуюся в чужой собственности. В последнем случае исключаются многочисленные согласования на установку столбов, прокладку траншей и т.п. Неприятным моментом является длительная и затратная процедура оформления частотного разрешения. К получению частот следует относиться как к капитальному вложению – большие разовые затраты и очень скромные ежегодные отчисления за пользование частотным ресурсом. Необходимость прямой видимости диктует сильную зависимость от рельефа местности, что в некоторых случаях делает невозможным организацию радиорелейных линий связи или существенно увеличивает затраты, так как требуется установка высоких мачт и вышек, либо организация дополнительных пролетов.

1.4. Принципы построения систем сотовой связи

Системы подвижной связи с одной базовой станцией, обеспечивающей работу системы на всей обслуживаемой территории (называемые радиальными), имеют два основных недостатка. Во-первых, при большом

удалении от базовой станции сигнал на мобильную станцию приходит с большим ослаблением. Это вынуждает увеличивать мощность радиопередатчиков и чувствительность радиоприемников, что, в свою очередь, вызывает нежелательный рост веса и габаритов мобильной станции и сокращения цикла работы ее источника питания. Во-вторых, увеличение количества обслуживаемых абонентов приводит к пропорциональному росту необходимых радиоканалов. При дефиците частотного ресурса это тормозит дальнейшее развитие системы.

В сотовых системах связи вся обслуживаемая территория делится на относительно небольшие зоны (ячейки). Наилучшая форма такой зоны имеет вид правильного шестиугольника (при такой форме центры соседних ячеек находятся на одинаковом расстоянии друг от друга, и в любую точку на границе между соседними ячейками сигналы от соответствующих базовых станций будут приходить одинакового уровня). Организация системы связи в этом случае напоминает рисунок сот в пчелином улье, и такие системы называют сотовыми (рис. 1.7).

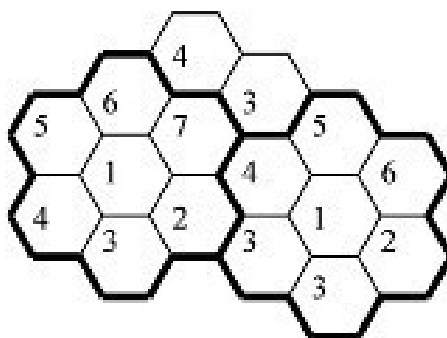


Рис.1.7. Структура сотовой системы

Приблизительно в центре каждой соты устанавливается маломощная базовая станция. За каждой базовой станцией закрепляется набор рабочих частот (в простейшем случае это может быть одна частота). Базовые станции с помощью специальных каналов связи (это могут быть проводные или радиоканалы) связаны друг с другом и с центром коммутации, управляющим работой всей системы.

Антенна базовой станции в общем случае имеет круговую диаграмму направленности. Мощность радиопередатчика выбирается из условия устойчивого приема сигналов на территории всей соты. В общем случае на

территории соседней соты сигнал имеет ненулевое значение, поэтому может нарушать нормальную работу радиосредств соседней ячейки.

Частоты радиоканалов каждой соты для уменьшения взаимного влияния сигналов станций соседних ячеек выбирают по определенному правилу и базовые станции с одинаковым набором частот разносят на величину защитного интервала, за пределами которого взаимное влияние соседних станций пренебрежимо мало. Для этого между базовыми станциями с одинаковыми наборами частот помещают базовые станции с другим набором рабочих частот. Группа соседних сот с различными наборами частот образуют кластеры, в которых представлены все рабочие частоты, выделенные данной системы связи, причем ни одна из частот в полном наборе не повторяется. Полный набор частот определяет размерность кластера.

На рис. 1.7 жирными линиями выделены кластеры с количеством частот в наборе, равном 7 (на практике формируются кластеры и с другим количеством частот). В результате вся обслуживаемая территория покрывается сетью кластеров, и в каждом кластере используется 7 различных частот (7 наборов различных частот). Таким образом, на обслуживаемой территории 7 рабочих частот, выделенных в данной системе подвижной связи, будут повторяться столько раз, сколько кластеров образуют данную систему. И в то же время работа станций на этих частотах в соседних кластерах не будет вызывать отрицательного влияния друг на друга. Метод многократного использования частот позволяет во столько же раз повысить количество обслуживаемых абонентов.

Для дальнейшего увеличения количества обслуживаемых клиентов принимают и другие меры: уменьшают радиус соты на территориях с повышенной концентрацией мобильных станций (супермаркеты, аэропорты и т.п.). Типичный размер ячейки сотовой подвижной связи составляет несколько километров, ячейки размерами несколько сот метров называют микросотами, а ячейки размерами несколько десятков метров – пикосотами. Для этой же цели на базовых станциях используют не одну антенну с круговой диаграммой направленности, а несколько антенн с секторными диаграммами направленности. В этом случае структура повторного использования частот имеет более сложный характер, но зато одна частота в пределах одного кластера может использоваться дважды.

1.5. Принципы установления связи в системы подвижной радиосвязи

Структурная схема сотовой системы подвижной связи представлена на рисунке 1.8.

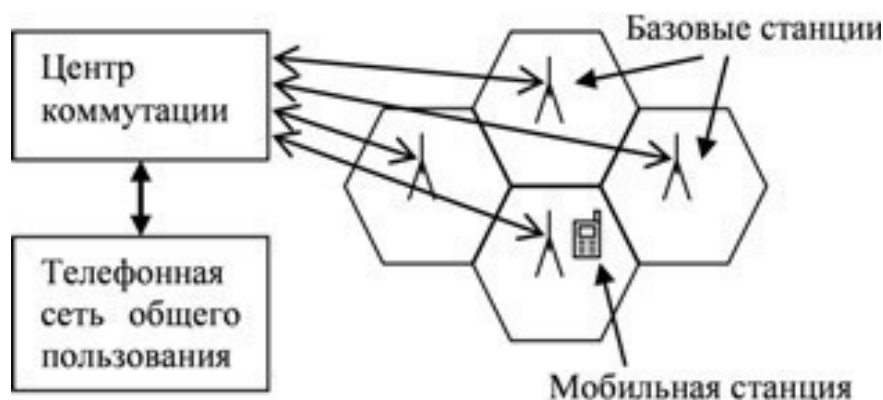


Рис.1.8. Структурная схема сотовой системы подвижной радиосвязи

Обслуживаемая территория разбивается на ячейки соответствующего размера. Примерно в центре каждой ячейки устанавливается базовая станция, включающая в себя приемопередающее устройство, антенно-фидерное устройство для образования радиоканалов с мобильными станциями и управляющее устройство (контроллер). Контроллер предназначен для обработки соединений мобильной станции с остальной сетью. Мобильная станция может находиться в любом месте обслуживаемой территории. Ядром системы является центр коммутации, к которому подключена каждая базовая станция специальным каналом связи. Центр коммутации также имеет выход на телефонную сеть общего пользования и управляет установлением соединений, как между мобильными станциями, так и стационарными телефонами.

В сотовых системах между мобильной станцией и базовой станцией могут быть установлены каналы связи двух типов: каналы управления и информационные каналы. Каналы управления предназначены для обмена информацией, связанной с выполнением заявки на обслуживание, вызовом абонента и установлением соединения между вызывающим и вызываемым абонентом. В свою очередь канал управления делится на прямой (от базовой станции) и обратный (от мобильной станции). Информационные каналы предназначены для передачи речи или данных между пользователями.

Мобильная станция постоянно работает в режиме дежурного приема на канале вызова. Предварительно (при включении) выполняется инициализация мобильной станции: мобильная станция сканирует прямые каналы управления соседних базовых станций и выбирает канал с самым сильным сигналом (ближайшую базовую станцию). По свободному обратному каналу управления мобильная станция передает в центр коммутации свои персональные данные, которые используются для регистрации мобильной станции. Операции обмена служебной информацией с базовой станцией регулярно повторяются, пока включена мобильная станция. Кроме того, мобильная станция следит за сигналами вызова.

В системах подвижной связи должна быть обеспечена непрерывность связи при перемещении абонента из одной ячейки в другую. Для этого мобильная станция постоянно сканирует каналы управления соседних базовых станций и выбирает канал с самым сильным сигналом. Это позволяет следить за перемещением мобильной станции, и если мобильная станция входит в другую ячейку, выбирается новая базовая станция. Такая организация связи мобильных станций называется эстафетной передачей, которая выполняется без прерывания сеанса связи, а в современных системах и незаметно для абонентов.

Заявка на сеанс связи от мобильной станции отправляется по свободному каналу управления через базовую станцию на центр коммутации. Центр коммутации по данным регистрации мобильных станций определяет базовую станцию, в зоне действия которой в данный момент находится вызываемая мобильная станция, и направляет ей номер вызываемого абонента. Базовая станция по прямому каналу управления направляет звонок вызываемому абоненту.

Вызываемая мобильная станция в потоке служебной информации прямого канала управления распознает по номеру адресуемое ему сообщение и направляет ответ базовой станции. По этому ответу центр коммутации устанавливает канал связи между базовыми станциями, обслуживающими вызывающего и вызываемого абонентов, а также информационные каналы внутри соты, по которым обмениваются информацией базовая и мобильная станции. Соответствующие сигналы от центра коммутации передаются на базовые станции, а затем на мобильные станции, в результате чего мобильные станции перейдут на выделенные им информационные каналы.

Если во время сеанса связи мобильная станция переходит в зону действия другой базовой станции, то под управлением центра коммутации старый канал заменяется новым без прерывания сеанса связи.

1.6. Структура сигнала GSM

Несмотря на короткий исторический отрезок развития, подвижная сотовая связь прошла несколько этапов.

Первое поколение сотовых систем связи использовали аналоговые сигналы для передачи речи. Из разнообразных систем подвижной связи наибольшее распространение получили AMPS (Северная Америка), NMT (Северная Европа). Эти же системы используются в России. Так, система NMT (Nordic Mobile Telephone System) использует диапазон частот 453...467 МГц (NMT-450) с дуплексным разносом 10 МГц и 890...960 МГц с разносом 45 МГц. Каждый канал в обеих системах занимает полосу 25 кГц с частотной модуляцией сигналов.

Аналоговые системы подвижной связи первого поколения используют разные стандарты, что затрудняет их совместное использование, имеют низкое качество связи, не допускают шифрования передаваемых сообщений.

Системы подвижной связи второго поколения используют цифровые методы передачи. Наиболее широкое распространение получили европейский стандарт GSM, американский D-AMPS и японский JDC. В России в качестве федерального стандарта принят стандарт GSM.

Система GSM-900 (Global System for Mobile communications) работает в диапазоне 890...915 МГц для передачи сигналов от мобильной станции и в диапазоне 935...960 МГц для передачи от базовой станции. Каждый из этих диапазонов разбит на 124 частотных канала с разносом между частотами 200 кГц. Временная и частотная структура сигнала GSM приведена на рис. 1.9. В каждом частотном канале в течение кадра передаются поочередно сигналы 8 абонентов, то есть используется и частотное, и временное разделение каналов.

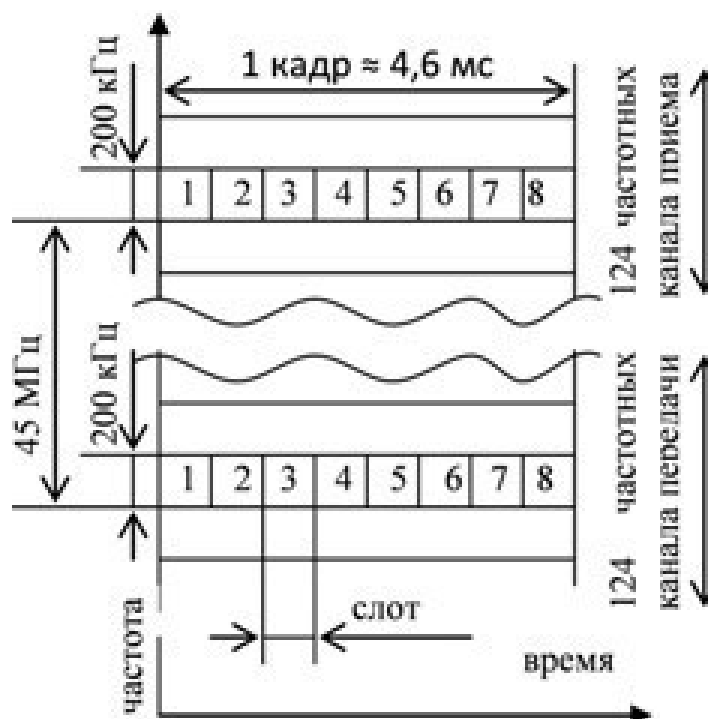


Рис.1.9. Временная и частотная структура сигнала GSM

Структура канального интервала стандарта GSM приведена на рисунке 1.4. Зашифрованные информационные биты передаются двумя порциями по 57 бит. Настраиваемая последовательность (известная комбинация битов, разная для каждой ячейки) используется для настройки параметров приемника по получаемому сигналу. В каждом канальном интервале передаются служебные сигналы (синхронизации, управления и т.п.), предусмотрены защитные биты, предохраняющие проникновение сигналов соседних каналов.



Рис.1.10. Структура канального интервала стандарта GSM

Слот канала трафика (156,25 бит, 577 мкс, из них 148 бит-информационная Слоты канала управления по видам пачка)

T	ED	S	TS	S	ED	T	G
3	57	1	26	1	57	3	8,25

T (Tail bits) – хвостовые биты;

ED (Encrypted Data) – кодированные данные пользователя (речь или данные);

S (Stealing flag) – скрытые флажки – признак речь/управление;

G (Guard period) – защитный интервал;

TS (Training Sequence) – обучающая последовательность.

В системе GSM при изменении расстояния между базовой и мобильной станцией базовая станция передает сигналы управления на мобильную станцию для временного сдвига сигналов, передаваемых мобильной станцией. Это исключает попадание сигналов разных мобильных станций, находящихся на разных расстояниях от базовой станции, на общие временные интервалы. При изменении дальности на мобильную станцию также поступают сигналы управления, регулирующие мощность излучаемого сигнала.

В условиях городской застройки распространение сигнала сопровождается многочисленными отражениями и переизлучениями. В результате в точку приема поступает не только основной сигнал, но и копии этого сигнала, имеющие разные амплитуды и временные задержки. В конечном итоге многолучевое распространение приводит к замираниям сигнала. Для борьбы с замираниями в системе GSM используют медленные скачки частоты: сообщение, передаваемое абоненту в выделенном временном интервале, в каждом кадре передается на другой частоте.

Краткие итоги лекции 1

1. В радиорелейных системах передачи для организации связи на дальние расстояния используются ретрансляторы, которые представляют собой прямо-передающие системы, позволяющие восстановить и/или усилить сигнал, прошедший по радиоканалу.

2. Существует стандартизированная сетка диапазонов частот, и в зависимости от выбранного диапазона необходимо учитывать особенности распространения сигнала.
3. Дальность прямой видимости зависит высот подвеса приемопередающих антенн радиостанций.
4. В системах связи с подвижными объектами вся обслуживаемая территория делится на относительно небольшие зоны, форма которой имеет вид правильного шестиугольника.
5. За каждой базовой станцией, установленной в центре соты, закрепляется набор рабочих частот.
6. Базовые станции с одинаковым набором частот устанавливаются на определенном расстоянии (величине защитного интервала) для уменьшения взаимного влияния сигналов.
7. Группа соседних частот с различным набором частот называется кластер. Кластер содержит весь частотный набор каналов.
8. Одним из способов увеличения емкости системы связи является уменьшение размера ячейки.
9. Для установления соединений между базовыми станциями используется центр коммутации, содержащий информацию о местонахождении мобильных устройств.
10. В сотовых системах между мобильной и базовой станциями могут быть установлены каналы двух типов: каналы управления и информационные каналы.
11. Для обеспечения непрерывности связи при перемещении из одной соты в другую используется метод эстафетной передачи.
12. В системе GSM используется временное и частотное разделение каналов.
13. Для борьбы с замираниями в системе GSM используется медленные скачки по частоте.

Вопросы по лекции 1

1. Опишите два основных недостатка сотовой связи.
2. Дайте краткую характеристику сотовой системы подвижной радиосвязи.

3. Опишите, для какой цели используются каналы управления в мобильных системах?
4. Опишите, для какой цели используются информационные каналы в мобильных системах?
5. Опишите процесс установление связи в мобильной системе связи.
6. Что такое «эстафетная передача»? Для каких целей она необходима?
7. Поясните, каким образом стандарт GSM комбинирует частотное и временное разделение каналов.
8. Для чего используются зашифрованные информационные биты
9. Для чего используются настроечная последовательность
10. Для чего используются служебные биты.
11. Как происходит регулирование времени задержки сигнала от мобильной до базовой станции?
12. К чему приводит отсутствие регулирования времени задержки?
13. Как влияет на распространение сигнала плотная городская застройка?

Упражнения

1. Нарисуйте структуру сигнала GSM.
2. Нарисуйте структуру канального интервала GSM.
3. Приведите структурную схему сотовой системы подвижной радиосвязи.

Лекция 2. ПОКОЛЕНИЯ МОБИЛЬНОЙ ТЕЛЕФОНИИ

Краткая аннотация лекции: приведено описание поколений мобильной связи.

Цель лекции: изучить особенности и знать отличия одного поколения мобильной связи от другого.

2.1. Поколение 1G

Все первые системы сотовой связи были аналоговыми. К ним относятся:

AMPS (Advanced Mobile Phone Service — усовершенствованная мобильная телефонная служба, диапазон 800 МГц) — широко используется в США, Канаде, Центральной и Южной Америке, Австралии; известен также как «североамериканский стандарт»; это наиболее распространённый стандарт в мире, обслуживающий почти половину всех абонентов сотовой связи (вместе с цифровой модификацией D-AMPS, речь о которой впереди); используется в России в качестве регионального стандарта (в основном — в варианте D-AMPS), где он также является наиболее распространённым;

TACS (Total Access Communications System — общедоступная система связи, диапазон 900 МГц) — используется в Англии, Италии, Испании, Австрии, Ирландии, с модификациями ETACS (Англия) и JTACS/NTACS (Япония); это второй по распространённости стандарт среди аналоговых; ещё недавно, в 1995 г., он занимал и общее второе место в мире по величине абонентской базы, но в 1997 г. оттеснён на четвёртое место более быстро развивающимися цифровыми стандартами;

NMT-450 и NMT 900 (Nordic Mobile Telephone — мобильный телефон северных стран, диапазоны 450 и 900 МГц соответственно) — используется в Скандинавии и во многих других странах; известен также как «скандинавский стандарт»; третий по распространённости среди аналоговых стандартов мира; стандарт NMT 450 является одним из двух стандартов сотовой связи, принятых в России в качестве федеральных (второй — цифровой стандарт GSM 900);

C-450 (диапазон 450 МГц) — используется в Германии и Португалии;

RTMS (Radio Telephone Mobile System — мобильная радиотелефонная система, диапазон 450 МГц) — используется в Италии;

Radiocom 2000 (диапазоны 170, 200, 400 МГц) — используется во Франции;

NTT (Nippon Telephone and Telegraph system — японская система телефона и телеграфа, диапазон 800...900 МГц — в трех вариантах) — используется в Японии.

2.2. Поколение 2G

В США аналоговый стандарт AMPS имел очень широкое распространение, так что прямая замена его цифровым оказалась практически невозможной. Выход был найден в разработке двухрежимной аналого-цифровой системы, позволяющей совмещать работу аналоговой и цифровой систем в одном и том же диапазоне. Стандарт получил наименование D-AMPS, или IS-54.

В Европе ситуация осложнялась наличием множества несовместимых аналоговых систем («лоскутное одеяло»). Здесь выходом оказалась разработка единого общеевропейского стандарта GSM (GSM 900 — диапазон 900 МГц).

Стандарт GSM в 1989 г. пошёл на освоение нового частотного диапазона 1800 МГц. Это направление известно под названием системы персональной связи. Отличие последней от исходной системы GSM 900 не столько техническое, сколько маркетинговое при технической поддержке: более широкая рабочая полоса частот в сочетании с меньшими размерами ячеек (сот) позволяет строить сотовые сети значительно большей ёмкости, и именно расчёт на массовую систему мобильной связи с относительно компактными, лёгкими, удобными и недорогими абонентскими терминалами был заложен в основу этой системы.

XRTT (One Times Radio Transmission Technology) — 2.5G мобильная технология передачи цифровых данных основанная на CDMA-технологии. Использует принцип передачи с коммутацией пакетов. Теоретически возможная скорость передачи 144 Кбит/сек, но на практике реальная скорость менее 40-60 Кбит/сек. 1XRTT использует лицензируемый радиочастотный диапазон и, подобно другим мобильным технологиям, широко распространена.

GPRS (англ. General Packet Radio Service — пакетная радиосвязь общего пользования) — надстройка над технологией мобильной связи GSM, осуществляющая пакетную передачу данных. GPRS позволяет пользователю

мобильного телефона производить обмен данными с другими устройствами в сети GSM и с внешними сетями, в том числе Интернет. GPRS предполагает тарификацию по объёму переданной/полученной информации, а не времени.

EDGE (англ. Enhanced Data rates for GSM Evolution) — цифровая технология для мобильной связи, которая функционирует как надстройка над 2G и 2.5G (GPRS) сетями. Эта технология работает в TDMA и GSM сетях. Для поддержки EDGE в сети GSM требуются определённые модификации и усовершенствования. На основе EDGE могут работать: ECSD — ускоренный доступ в Интернет по каналу CSD, EHSCSD — по каналу HSCSD, и EGPRS — по каналу GPRS. EDGE был впервые представлен в 2003 году в Северной Америке.

2.3. Поколение 3G

Мобильная связь третьего поколения строится на основе пакетной передачи данных. Сети третьего поколения 3G работают на частотах дециметрового диапазона, как правило, в диапазоне около 2 ГГц, передавая данные со скоростью до 3,6 Мбит/с. 3G позволяет открыть для себя потоковое воспроизведение (streaming) данных, например, сети 3G позволяют организовывать видеотелефонную связь, смотреть на мобильном телефоне фильмы и телепрограммы и т.д.

3G включает в себя 5 стандартов семейства IMT-2000 (UMTS/WCDMA, CDMA2000/IMT-MC, TD-CDMA/TD-SCDMA (собственный стандарт Китая), DECT и UWC-136).

Наибольшее распространение в мире получили два стандарта: UMTS (или W-CDMA) и CDMA2000 (IMT-MC), в основе которых лежит одна и та же технология — CDMA (Code Division Multiple Access –множественный доступ с кодовым разделением каналов).

В сетях 3G обеспечивается предоставление двух базовых услуг: передача данных и передача голоса. Согласно регламентам ITU (International Telecommunications Union — Международный Союз Электросвязи) сети 3G должны поддерживать следующие скорости передачи данных:

Для абонентов с высокой мобильностью (до 120 км/ч) — не более 144 кбит/с;

Для абонентов с низкой мобильностью (до 3 км/ч) — 384 кбит/с;

Для неподвижных объектов – 2048 Кбит/с.

HSDPA (англ. High-Speed Downlink Packet Access – высокоскоростная пакетная передача данных от базовой станции к мобильному телефону) – стандарт мобильной связи, рассматривается специалистами как один из переходных этапов миграции к технологиям мобильной связи четвёртого поколения (4G). Максимальная теоретическая скорость передачи данных по стандарту составляет 14,4 Мбит/сек, практическая достижимая в существующих сетях – около 3 Мбит/сек.

2.4. Поколение 4G

Технологии, претендующие на роль 4G (и очень часто упоминаемые в прессе в качестве 4G):

- LTE;
- TD-LTE;
- Mobile WiMAX;
- UMB;
- HSPA+.

В настоящее время запущены сети WiMAX и LTE. Первую в мире сеть LTE в Стокгольме и Осло запустил альянс TeliaSonera/Ericsson – расчётное значение максимальной скорости передачи данных к абоненту составляет 382 Mbps и 86 Mbps – от абонента. Насчёт UMB планы внедрения не известны, так как ни один оператор (в мировом масштабе) не заключил контракт на его тестирование. Стоит отметить, что стандарт WiMAX не все относят к 4G, так как он не интегрирован с сетями предыдущих поколений таких как 3G и 2G, а также из-за того, что в сети WiMAX сами операторы не предоставляют традиционные услуги связи, такие как голосовые звонки и SMS, хотя и пользование ими возможно при использовании различных VoIP сервисов. ИМТ разрешил сетям HSPA+ называться 4G, т.к. они обеспечивают соответствующие скорости.

С технической точки зрения, основное отличие сетей четвёртого поколения от третьего, заключается в том, что технология 4G полностью основана на протоколах пакетной передачи данных, в то время как 3G соединяет в себе как пакетную коммутацию, так и коммутацию каналов. Для

передачи голоса в 4G предусмотрена технология VoIP, позволяющая совершать голосовые звонки, применяя пакетную передачу данных.

В таблице 2.1 приведены краткие характеристики поколений мобильной связи.

Табл. 2.1 Краткие характеристики поколений мобильной связи

Поколение	1G	2G	2.5G	3G	3.5G	4G
Начало разработок	1970	1980	1985	1990	<2000	2000
Реализация	1984	1991	1999	2002	2006–2007	2008–2010
Сервисы	аналоговый стандарт, речевые сообщения	цифровой стандарт, поддержка коротких сообщений (SMS), передача данных со скоростью до 9,6 кбит/с	большая ёмкость, пакетная передача данных	ещё большая ёмкость, скорости до 2 Мбит/с	увеличение скорости сетей третьего поколения	большая ёмкость, IP-ориентированная сеть, поддержка мультимедиа, скорости до сотен мегабит в секунду
Скорость передачи	1,9 кбит/с	9,6-14,4 кбит/с	115кбит/с(1 фаза) 384 кбит/с (2 фаза),	2 Мбит/с	3-14 Мбит/с	1 Гбит/с
Стандарты	AMPS, TACS, NMT	TDMA, CDMA, GSM, PDC	GPRS, EDGE (2.75G), 1xRTT	WCDMA, CDMA2000, UMTS	HSDPA	единый стандарт
Сеть	PSTN	PSTN	PSTN, сеть пакетной передачи данных	сеть пакетной передачи данных	сеть пакетной передачи данных	Интернет

Краткие итоги лекции 2

1. Поколения 1G характеризуются тем, что системы сотовой связи являлись аналоговыми.
2. Поколения 2G характеризуются тем, что системы сотовой связи являлись цифровыми.
3. Разработка стандарта GSM стало выходом из положения, когда в Европе существовало множество несовместных друг с другом аналоговых систем сотовой связи.
4. В США переход на мобильные устройства второго поколения связаны со стандартом D-AMPS, который представлял собой цифровую

модификацию аналогового стандарты AMPS и предусматривал два режима работы: с цифровым и аналоговым оборудованием.

5. Поколение 3G характеризуется тем, что связь устанавливается посредством пакетной коммутации.
6. Поколение 4G характеризуется тем, что технологии связи должны поддерживать не только свои способы передачи, но и должны предоставлять возможность приема-передачи с устройств предыдущих поколений.
7. Каждое последующее поколение сотовой связи характеризуется более высокой скоростью передачи.
8. Некоторые технологии, соответствующие скоростям передачи 4G, но не интегрированные с сетями 2G и 3G, не относятся к 4G (например, WiMAX).

Вопросы по лекции 2

1. Опишите стандарт первого поколения мобильной телефонии
2. Опишите стандарт второго поколения мобильной телефонии
3. Опишите стандарт третьего поколения мобильной телефонии
4. Какие требования теоретически должны выполнять устройства четвертого поколения мобильной связи?
5. В чем качественное отличие одного поколения мобильной телефонии от предыдущего?
6. Какие скорости передачи обеспечивали устройства различных поколений мобильной связи?
7. В чем состояло отличие стандарта GSM-900 от GSM-1800?
8. Перечислите стандарты связи, относящиеся к различным поколениям мобильной телефонии.
9. Какие скорости передачи, согласно регламентам ITU-T, должны поддерживаться для неподвижных объектов и для объектов с низкой и высокой мобильностью?
10. По какой причине стандарт WiMax, несмотря на поддерживаемые высокие скорости передачи, не относится к стандарту 4G?

Лекция 3. ТРАФИК И ЕМКОСТЬ СОТОВЫХ СИСТЕМ

Краткая аннотация лекции: приведены описание повышения емкости и примеры по расчету количества каналов в сотовых сетях, приведен сравнительный анализ потенциального количества абонентов в GSM и CDMA-системах.

Цель лекции: изучить основы повышения емкости и методику оценки числа каналов связи для систем сотовой связи.

3.1. Трафик и способы повышения емкости сотовых систем

Трафик (traffic, траффик, посещаемость) – объем информации, проходящей через канал связи.

Емкость системы связи определяется количеством абонентов, которые могут одновременно воспользоваться данной системой.

Способы повышения емкости в системах сотовой связи можно разделить на 4 группы.

1. Совершенствование методов обработки сигналов (в частности, переход от аналоговой обработки к цифровой), сопровождаемый переходом к более совершенным методам множественного доступа – от FDMA к TDMA и к CDMA, а в пределах TDMA – переход от полноскоростного кодирования речи к полускоростному.

2. Дробление ячеек, т.е. переход к меньшим ячейкам в районах с интенсивным трафиком при том же коэффициенте повторного использования частот; число БС при этом соответственно увеличивается, а мощность излучения (как для БС, так и для ПС) снижается. Тот же эффект достигается при использовании на БС секторных антенн, например с разделением ячейки на 3 сектора (при 120-градусных секторах) и использованием в каждом из секторов своей полосы частот.

Практически ячейки с радиусом менее 300-500 м неудобны, так как чрезмерно возрастает поток передач обслуживания. Выход может быть найден в использовании многоуровневых (иерархических) схем построения сотовой сети с обслуживанием в крупных ячейках (макросотах) быстро перемещающихся абонентов (автомобилистов), а в более мелких (микросоты, пикосоты) – малоподвижных абонентов, например покупателей в пределах торгового центра.

В некоторых случаях может оказаться необходимым не дробить, а укрупнять ячейки, если трафик столь мал, что не обеспечивает достаточной загрузки БС. Если при этом радиус ячейки превышает номинальную

дальность действия передатчика БС и/или ПС, то для обеспечения связи в удаленных частях ячейки приходится использовать повторители, выполняющие роль ретрансляторов.

3. Использование адаптивного назначения каналов (ACA) в методах доступа с частотным и временным разделением каналов (FDMA и TDMA). При данном подходе частотные каналы (все или частично) находятся в оперативном распоряжении ЦК, который выделяет их для пользования отдельным ячейкам (БС) по мере поступления заявок (вызовов), т.е. в соответствии с реальной интенсивностью трафика, но при соблюдении необходимого территориально-частотного разнosa.

Такой адаптивный алгоритм сложнее, но он может обеспечить повышение емкости системы за счет гибкого отслеживания флуктуаций трафика. Алгоритмы адаптивного назначения каналов используются в беспроводном телефоне, но в сотовой связи широкого распространения не получили. Адаптивным по существу является назначение физических каналов в методе CDMA, что позволяет в некоторых пределах перераспределять нагрузку между разными ячейками.

4. Расширение выделяемой полосы частот. Но в условиях жестких ограничений на доступные полосы частот данный подход не является перспективным.

3.2. Расчет количества каналов

Пусть система состоит из 32 сот (N_c) с радиусом (R) 1,6 км каждая, имеет выделенную полосу частот, которая разрешает поддерживать 336 радиоканалов ($N_{\text{кан.сист.}}$). Кратность использования частот $C = 7$.

Какую географическую зону (площадь) обслуживает эта система? Сколько каналов приходится на одну соту (ячейку)? Какое число звонков, которые одновременно поступают, может обрабатываться? (Повторить задачу для 128 ячеек с радиусом 0,8 км).

Решение:

1. Площадь шестиугольника (соты) равна

$$S_c = \frac{3\sqrt{3}}{2} R^2 = \frac{3\sqrt{3}}{2} \cdot 0,8^2 \approx 2,6 \cdot 0,8^2 = 1,66 \text{ км}^2$$

2. Площадь обслуженной системы равна

$$S_{сист} = S_c \cdot N_c = 6,65 \cdot 32 = 212 \text{ км}^2$$

3. Количество каналов в одной соте:

$$N_{кан.с} = \frac{N_{кан.сист}}{C} = \frac{336}{7} = 48 \text{ (каналов)}$$

4. Количество одновременно обслуживаемых звонков:

$$N_{\Sigma} = N_{кан.с} \cdot N_c = 48 \cdot 32 = 1536 \text{ (каналов)}$$

Для примера 2:

$$N_c = 128$$

$$R = 0,8 \text{ км}$$

Решение:

1. Площадь шестиугольника (соты) равна

$$S_c = \frac{3\sqrt{3}}{2} R^2 = \frac{3\sqrt{3}}{2} \cdot 0,8^2 = 1,66 \text{ км}^2$$

2. Площадь обслуживаемой системы равна

$$S_{сист} = S_c \cdot N_c = 1,66 \cdot 128 \approx 213 \text{ км}^2$$

3. Количество каналов в одной соте:

$$N_{кан.с} = \frac{N_{кан.сист}}{C} = \frac{336}{7} = 48 \text{ (каналов)}$$

4. Количество одновременно обслуживаемых звонков:

$$N_{\Sigma} = N_{кан.с} \cdot N_c = 48 \cdot 128 = 6144 \text{ (каналов)}$$

3.3. Оценка числа пользователей на соту в системах CDMA

Синхронный вариант CDMA с использованием ортогональных сигналов, разумеется, не может иметь каких-либо принципиальных преимуществ по сравнению с FDMA и TDMA в максимальном числе пользователей, поскольку последнее есть попросту число ортогональных сигналов, лимитируемое только размерностью сигнального пространства, т.е. частотно-временным ресурсом $(\Delta f_p, T_p)$. Способ построения ортогонального семейства (разнесение по частоте, времени или соответствующее кодирование) не влияет на количество сигналов в семействе.

Асинхронный же вариант CDMA (как и синхронный при числе абонентов, превышающем возможное число ортогональных сигналов)

позволяет более гибко, чем FDMA и TDMA, эксплуатировать эффекты пространственного затухания радиоволн для повторного использования ресурса в системах с сотовой топологией.

При корреляционной обработке отношение "сигнал – совокупная помеха" на выходе приемника системы с кодовым разделением может быть записано в виде

$$q = \frac{E_6}{N_0 + N_\Sigma} (*)$$

где N_Σ и N_0 – соответственно спектральные плотности мощности внутрисистемных помех и белого шума;

$E_6 = P_R T_6$ – энергия, приходящаяся на один бит информационного сообщения;

P_R – мощность абонентского сигнала на приемной стороне.

С учетом обязательного в асинхронных системах с CDMA выравнивания мощностей абонентских сигналов на входе приемника спектральная плотность внутрисистемных помех, создаваемых $(K - 1)$ посторонними пользователями, может быть оценена как:

$$N_\Sigma = (K - 1) \frac{P_R}{\Delta f_p} \approx \frac{K P_R}{\Delta f_p}, K \gg 1$$

Данная оценка опирается на аппроксимацию взаимной помехи случайным шумом со средней мощностью $(K - 1)P_R$, равной сумме мощностей всех сторонних сигналов. Полагая внутрисистемную помеху преобладающей над тепловым шумом $N_0 \gg N_\Sigma$, из (*) получаем $q = \frac{\Delta f_p}{K R_t}$, откуда оценка предельного числа пользователей:

$$K \approx \frac{\Delta f_p}{q R_t}.$$

Как можно видеть, при q не ниже 5...8 дБ (уровень превышения полезным сигналом помехи, достаточный для достижения вероятности ошибки на символ в пределах тысячных долей) максимальное число абонентов, обеспечиваемое рамками CDMA, заметно меньше, чем при использовании FDMA и TDMA). Учтем теперь, что в форматах FDMA и TDMA запрет на повторное использование каналов в примыкающих сотах вынуждает дробить ресурс между ячейками одного и того же кластера. Следствием этого является уменьшение числа абонентов на соту в C раз, где C – количество ячеек в кластере. Так, при весьма типичном 7–элементном кластере (см. рис. 3.1) удельное число абонентов на соту составит:

$$K \approx \frac{\Delta f_p}{7R_t}$$

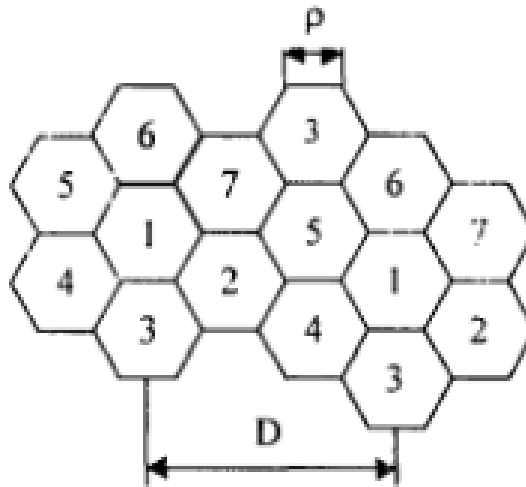


Рис. 3.1. Семиэлементный кластер

В то же время при технологии CDMA можно пойти на повторное использование всего доступного ресурса в соседних сотах, платой за что окажется увеличение уровня внутрисистемных помех, создаваемых теперь не только сигналами своих (обслуживаемых данной ячейкой) абонентов, но и сигналами абонентов «чужих» БС. При этом вклад «просачивания» из соседних ячеек в суммарную взаимную помеху может оказаться заметно слабее составляющей обусловленной «своими» (а значит, более близкими к БС) абонентами, за счет крутого спада принимаемой мощности в зависимости от расстояния (обратно пропорционально примерно четвертой степени расстояния для зон плотной городской застройки или густой растительности).

«Соседние» ячейки увеличивают общий уровень взаимной помехи примерно в 1,5 раза. Отсюда сотовая емкость CDMA системы может быть оценена как

$$K \approx \frac{\Delta f_p}{1,5qR_t},$$

что $q \approx 2,5$ (8 дБ) дает:

$$K_c \approx \frac{\Delta f_p}{3,75R_t}$$

Откуда следует, что CDMA обладает почти двукратным выигрышем по этому показателю по отношению к FDMA и TDMA.

В том же направлении действует и учет фактора речевой активности пользователя. Дело в том, что в обычном телефонном разговоре каждый из участников тратит определенную часть времени на паузы, выслушивая собеседника и осмысливая содержание диалога. Фактор речевой активности численно задает долю именно речевой фазы одного участника в общей продолжительности соединения. Стандарт GSM уже определенным образом эксплуатирует рассматриваемый фактор, однако исключительно в целях энергосбережения, но не увеличения абонентской емкости. Хотя теоретически такая возможность не исключается, на деле мгновенная передача освобождающегося при паузе физического частотного или временного канала другому абоненту с последующим возвратом вряд ли заслуживает реализации в силу резкого усложнения протоколов и невозможности согласования пауз в разговорах индивидуальных абонентов. В рамках же CDMA высвобождение ресурса в паузах разговора автоматически снижает уровень взаимной помехи и тем самым способствует увеличению емкости системы.

В первом приближении можно учесть фактор α_p , заменив спектральную плотность мощности внутрисистемной помехи значением, усредненным по всей продолжительности разговора $N'_\Sigma = \alpha_p N_\Sigma$. Тогда оценка числа абонентов на соту примет вид:

$$K_c \approx \frac{\Delta f_p}{3,75 R_t \alpha_p}$$

При типичном значении фактора речевой активности $\alpha_p = \frac{3}{8}$

$$K_c \approx 0,64 \frac{\Delta f_p}{R_t}$$

что означает более чем четырехкратный выигрыш в абонентской емкости по сравнению с FDMA и TDMA технологиями.

Отметим, что оценки являются всего первичными ориентирами, поскольку опираются на многочисленные приближения и допущения. Реальное проектирование CDMA-систем должно опираться на более глубокий анализ, с необходимостью сопровождаемый всесторонним моделированием и полевыми испытаниями.

Краткие итоги лекции 3

1. В современных условиях развития систем сотовой связи для увеличения емкости сети существует несколько способов: совершенствование методов обработки, дробление или укрупнение ячеек, адаптивное назначение каналов.
2. Увеличение емкости сети возможно с использованием технологических и технических возможностей, при этом нет возможности усиления емкости за счет увеличения частотных ресурсов.
3. Дробление ячеек, как способ повышения емкости сети, предполагает либо изменение размера ячейки обслуживания, либо использование секторальной антенны.
4. Способ адаптивного назначения каналов не получил распространения в GSM-сетях из-за большой сложности управления каналами связи – усложнения протокола передачи.
5. Использование асинхронного CDMA позволяет увеличить емкость сети за счет увеличения взаимного влияния между сигналами и ростом ошибок декодирования.
6. В стандарте GSM речевые паузы используются с целью экономного расходования энергии аккумулятора.
7. При передаче речевых сообщений системы связи с кодовым разделением в отличие от GSM-сетей речевые паузы позволяет увеличить емкость сети за счет снижения уровня взаимных помех.

Вопросы по лекции 3

1. Что понимается под трафиком в сотовых сетях связи?
2. Чем определяется емкость сотовой системы связи?
3. Какие существуют способы повышения емкости сотовой системы связи?
4. Что такое макросоты?
5. Что такое микросоты?
6. Что такое пикосоты?
7. В чем принцип метода адаптивного назначения каналов?

8. Почему максимальное количество абонентов, которое может обслужить система связи, одинаково для различных методов передачи (при временном, частотном и кодовом разделении)?
9. Запишите формулу «сигнал – совокупная помеха» для систем с кодовым разделением каналов.
10. Как рассчитывается приблизительное число абонентов в соте в CDMA-системах?
11. Что такое фактор речевой активности.
12. Каково его среднее значение речевой активности при переговорах.

Упражнения

1. Рассчитайте площадь соты, площадь системы обслуживания, количество каналов в соте и количество одновременно обслуживаемых звонков для системы состоящей из 56 сот (N_c) с радиусом соты (R) 1,2 км и кратностью использования частот (C) равной 7.
2. Рассчитайте площадь соты, площадь системы обслуживания, количество каналов в соте и количество одновременно обслуживаемых звонков для системы состоящей из 122 сот (N_c) с радиусом соты (R) 1,7 км и кратностью использования частот (C) равной 7.

Раздел 2. ОСНОВЫ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Лекция 4. МЕТОДЫ МНОГОСТАНЦИОННОГО ДОСТУПА

Краткая аннотация лекции: приведены описание методов многостанционного доступа, особенности и проведен сравнительный анализ систем с кодовым разделением по сравнению с частотным и временным разделением каналов.

Цель лекции: изучить основы построения систем с различными видами предоставления множественного доступа.

4.1. Виды систем множественного доступа

Основная проблема построения системы связи – это выбор и техническая реализация передачи и приема информации. Эти задачи очень тесно связаны с такими процессами, как модуляция и демодуляция. При более тщательном изучении вопросов очень часто сталкиваются с такими вопросами, как синхронизация и разработка методов демодуляции для каналов с памятью, когда происходит рассеяние сигнала по времени и по частоте.

Любая система связи проектируется таким образом, чтобы, используя существующие ресурсы – временные, частотные, энергетические, динамический диапазон, обеспечить передачу наибольшего объема информации с заданным качеством связи и минимально возможными энергетическими потерями.

В современном мире, аналоговой передачи уже, как таковой, нет. Это произошло из-за того, что современная микроэлектроника позволяет реализовывать достаточно сложные алгоритмы обработки цифровых сигналов. И качество передачи сообщений при прочих общих условиях оказывает выше в цифровых системах, чем в аналоговых.

Цифровые системы обладают двумя особенностями:

1. Сообщения передаются в виде последовательности битов, которые могут принимать значения $\{0, 1\}$.
2. Последовательность битов передается одним из сигналов, которые называются канальными символами. Если 1 бит передается одним канальным символом, то система называется двоичной, в противном случае M -ичной.

В настоящее время в системах с подвижными объектами используется 3 основных способа множественный доступа:

- TDMA (Time Division Multiple Access) – множественный доступ с временным разделением;
- FDMA (Frequency Division Multiple Access) – множественный доступ с частотным разделением;
- CDMA (Code division multiple access) – множественный доступ с кодовым разделением.

4.2. TDMA

Основной принцип TDMA заключается в том, что имеющийся ресурс разделяется между участниками информационного обмена на циклически повторяющиеся промежутки времени. Промежутки времени получили название "таймслот" (timeslot, TS) (рис. 3.1). При этом абонент может использовать всю ширину пропускания канала, но только в определенные временные отрезки (рис. 4.1).

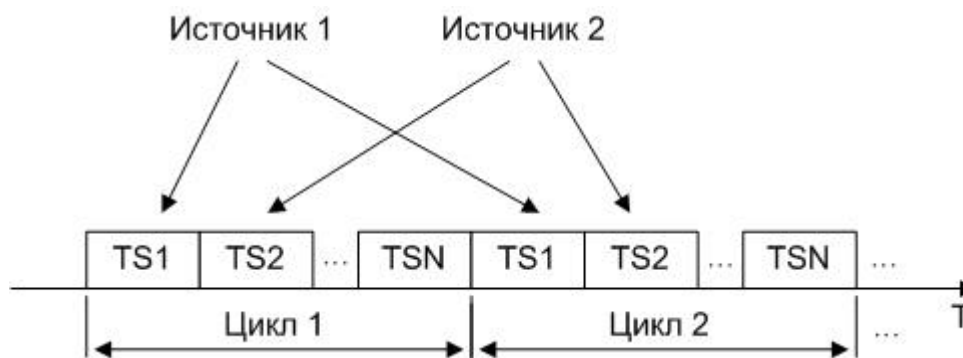


Рис. 4.1. Структура цикла TDMA

В такой ситуации главное, чтобы сигналы соседних таймслотов не накладывались друг на друга. Это может быть вызвано как слишком высокой мощностью передачи, так и помехами в канале, несовершенством используемого оборудования. Чтобы избежать подобных межслотовых помех часто вводят специальный защитный временной интервал. Таким образом, если часть энергии одного передатчика просочится за пределы отведенного ему таймслота, то она будет оказывать воздействие лишь на не несущий информацию защитный интервал. Введение такого интервала снижает общую пропускную способность канала связи, но необходимо для поддержания заданных характеристик качества обслуживания.

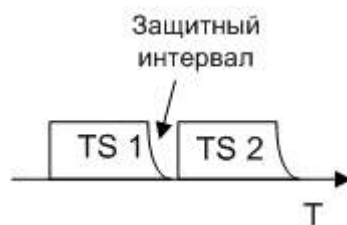


Рис. 4.2. Защитные интервалы в цикле TDMA

TDMA применяется в стандарте сотовой связи GSM (Global System for Mobile Communications).

4.3. FDMA

Принцип FDMA заключается в том, что весь частотный спектр разделяется между пользователями на равные или не равные частотные полосы. Источники информации могут использовать выделенный им частотный ресурс неограниченно по времени, но при этом не должны создавать помехи соседним каналам. Чтобы избежать переходных помех вводят специальный защитный частотный интервал между соседними каналами. Это так называемая полоса расфильтровки. Она не используется для передачи информации и поэтому снижает общую пропускную способность имеющегося канала связи.

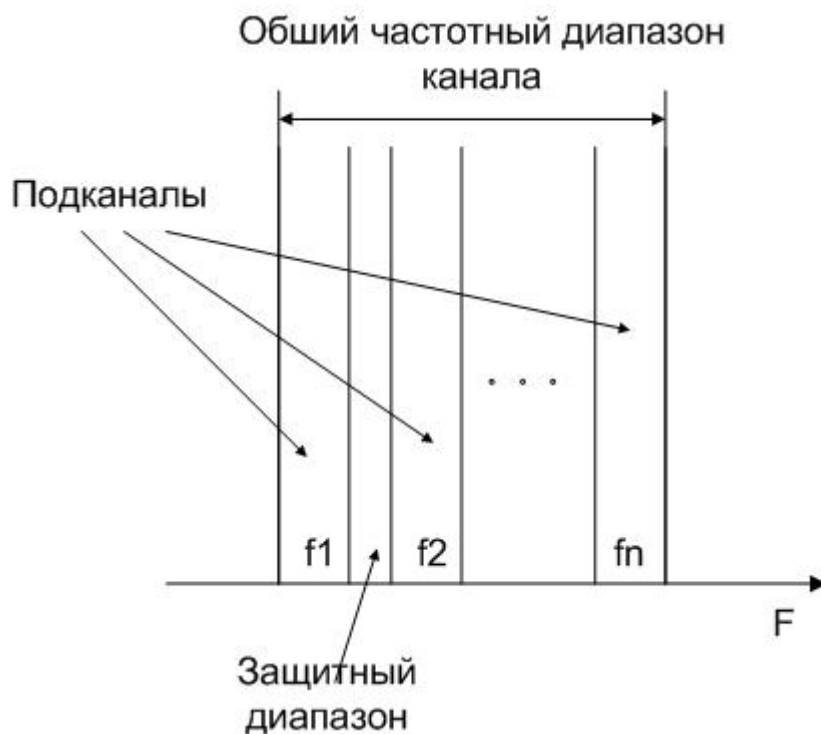


Рис. 4.3. Принцип организации FDMA

В действительности принцип временного разделения, когда теоретически можно использовать весь частотный диапазон, не выполняется. Точно также и принцип частотного разделения, когда ресурс доступен неограниченно по времени, не выполняется.

Это обусловлено двумя причинами:

1. Нельзя передавать сигналы без высокочастотной модуляции, так как сигнал быстро затухает в передающей среде.
2. Частоты и время – это также ресурсы, которые используются для увеличения объема передачи данных.

Поэтому при организации связи используется сразу оба принципа. Например, в стандарте GSM одновременно используются TDMA и FDMA. Весь частотный диапазон разделяется на частотные каналы по 200 кГц каждый, которые в свою очередь состоят из 8 таймслотов.

4.4. CDMA

В CDMA (Code Division Multiple Access), для каждого узла выделяется весь спектр частот и всё время. CDMA использует специальные коды для идентификации соединений. Каналы трафика при таком способе разделения среды создаются посредством применения широкополосного кодомодулированного радиосигнала – шумоподобного сигнала, передаваемого в общий для других аналогичных передатчиков канал, в едином широком частотном диапазоне. В результате работы нескольких передатчиков эфир в данном частотном диапазоне становится ещё более шумоподобным. Каждый передатчик модулирует сигнал с применением присвоенного в данный момент каждому пользователю отдельного числового кода, приёмник, настроенный на аналогичный код, может вычлнять из общей какофонии радиосигналов ту часть сигнала, которая предназначена данному приёмнику. В явном виде отсутствует временное или частотное разделение каналов, каждый абонент постоянно использует всю ширину канала, передавая сигнал в общий частотный диапазон, и принимая сигнал из общего частотного диапазона. При этом широкополосные каналы приёма и передачи находятся на разных частотных диапазонах и не мешают друг другу. Полоса частот одного канала очень широка, вещание абонентов накладывается друг на

друга, но, поскольку их коды модуляции сигнала отличаются, они могут быть дифференцированы аппаратно-программными средствами приёмника.

При кодовой модуляции применяется техника расширения спектра с множественным доступом. Она позволяет увеличить пропускную способность при неизменной мощности сигнала. Передаваемые данные комбинируются с более быстрым шумоподобным псевдослучайным сигналом с использованием операции побитового взаимоисключающего ИЛИ (XOR). На рис. 4.4 показан пример, демонстрирующий применение метода для генерации сигнала. Сигнал данных с длительностью импульса T_b комбинируется при помощи операции XOR с кодом сигнала, длительность импульса которого равна T_c (замечание: ширина полосы пропускания пропорциональна $1/T$, где T = время передачи одного бита), следовательно, ширина полосы пропускания сигнала с данными равна $1/T_b$ и ширина полосы пропускания получаемого сигнала равна $1/T_c$. Так как T_c много меньше T_b , ширина полосы пропускания получаемого сигнала намного больше, чем таковая оригинального сигнала передаваемых данных. Величина T_b/T_c называется базой сигнала.

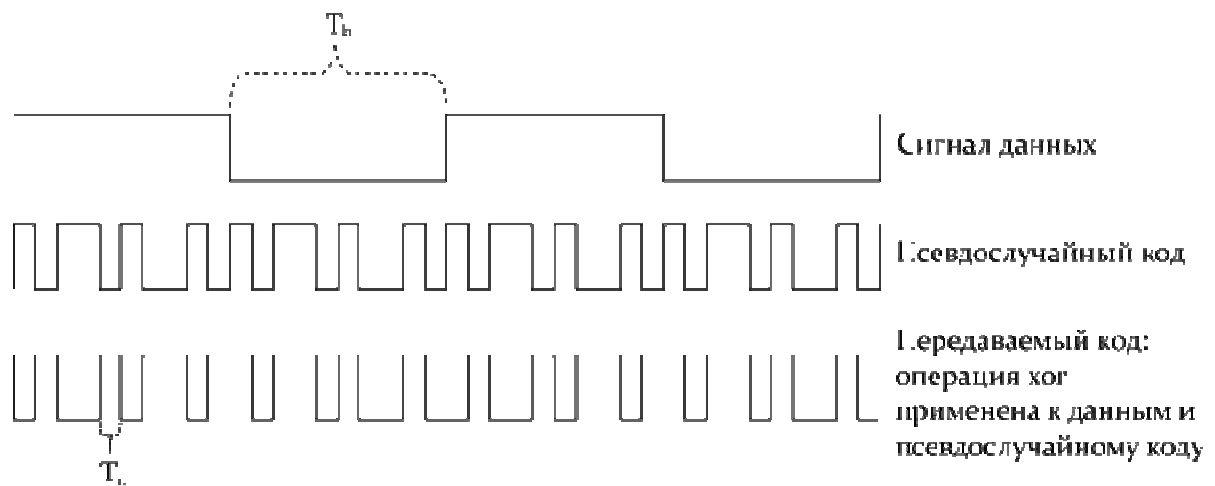


Рис. 4.4 Генерация сигнала CDMA

4.5. Преимущества CDMA

1. Высокая спектральная эффективность. Кодовое разделение позволяет обслуживать больше абонентов на той же полосе частот, чем другие виды разделения (TDMA, FDMA).

2. Гибкое распределение ресурсов. При кодовом разделении нет строгого ограничения на число каналов. С увеличением числа абонентов постепенно возрастает вероятность ошибок декодирования, что ведёт к снижению качества канала, но не к отказу обслуживания.

3. Более высокая защищённость каналов. Выделить нужный канал без знания его кода весьма трудно. Вся полоса частот равномерно заполнена шумоподобным сигналом.

4. Телефоны CDMA имеют меньшую пиковую мощность излучения, и потому менее вредны. Хотя данный пункт является спорным.

5. Высокая помехозащищённость каналов с расширенным спектром по сравнению с СП с узкополосными сигналами.

Большинство каналов передачи в системах подвижной связи являются многолучевыми и, следовательно, для них характерны частотно-селективные замирания, когда суммарная мощность совокупности спектральных компонентов в относительно узкой полосе частот может существенно снижаться. Для узкополосных систем это приводит к существенному снижению мощности принимаемого сигнала, в то время как мощность широкополосного сигнала уменьшается незначительно, так как при передаче она была распределена в широкой полосе. Кроме этого, при работе во временной области разные лучи имеют разную временную задержку. При использовании сигналов с расширенным спектром лучи можно разделить и обеспечить их совместную демодуляцию, что эквивалентно увеличению мощности принимаемого сигнала.

Краткие итоги лекции 4

1. В настоящее время системы связи ориентированы на цифровые способы передачи информации.
2. Существует три основных вида множественного доступа: временное, частотное, с кодовым разделением каналов.
3. При временном разделении каждому абоненту выделяется определенный интервал времени, в течение которого передается сообщение.
4. Для уменьшения межканальных искажений в системах с временным разделением между соседними каналами вставляют паузы.

5. При частотном разделении каждому абоненту выделяется определенный частотный интервал, в котором перемещается спектр передаваемого сигнала.
6. Для уменьшения межканальных искажений в системах с частотным разделением между каналами есть полоса расфилтровки, которая не используется для передачи информации.
7. В GSM-системах для передачи сигналов используется одновременное частотное и временное разделение каналов.
8. В системах с кодовым разделением используются ортогональные сигналы в виде псевдослучайных последовательностей, благодаря которым возможно выделение исходного сигнала из группового.
9. В основе систем с кодовым разделением каналов лежат методы расширения и сжатия с использованием псевдослучайных последовательностей.
10. Преимущество CDMA перед FDMA, TDMA проявляются при использовании системы одновременно многими абонентами.

Вопросы по лекции 4

1. Перечислите основные методы многостанционного доступа.
2. Опишите основные принципы работы множественного доступа с временным разделением каналов (TDMA).
3. Опишите основные принципы работы множественного доступа с частотным разделением каналов (FDMA).
4. Опишите основные принципы работы множественного доступа с кодовым разделением каналов (CDMA).
5. С какой целью делаются защитные интервалы в цикле систем передач TDMA и защитный диапазон в FDMA?
6. Почему систему CDMA называют системой с шумоподобными сигналами?
7. Опишите технику расширения спектра.
8. В чем преимущество систем передачи CDMA перед TDMA и FDMA.

Упражнения

1. Нарисуйте временные диаграммы группового сигнала TDMA.
2. Нарисуйте спектр группового сигнала FDMA.
3. Нарисуйте временные диаграммы формирования сигналов CDMA.
4. Приведите примеры технологий передачи данных, и какой из принципов множественного доступа в нем используется.

Лекция 5. АЦП, ИКМ, СКРЕМБЛИРОВАНИЕ

Краткая аннотация лекции: приведены элементы и устройства цифровых систем передачи, структурная схема систем с ИКМ, описаны принципы нелинейного кодирования речевых сигналов и основы скремблирования.

Цель лекции: изучить функции элементов и устройств цифровых систем передачи, обеспечивающих преобразование исходного аналогового сигнала в цифровой, и способы формирования канального сигнала.

5.1. АЦП

Современные системы связи с подвижными объектами являются цифровыми. Поэтому для передачи аналоговых сообщений, в первую очередь, речевых сигналов производится предварительное преобразование из аналогового сигнала в цифровой вид. Структурная схема передачи данных в этом случае выглядит следующим образом (см. рис. 5.1).



ИРС – источник речевого сигнала;

АЦП – аналого-цифровой преобразователь;

ЦЛП – цифровая линия передачи;

ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь;

ПРС – получатель речевого сигнала.

Рис. 5.1. Типичная схема цифровой линии передачи речевого сигнала

Преобразование аналогового сигнала $U(t)$ в цифровой сигнал $U_{\text{ц}}(t)$ осуществляется в два этапа. На первом этапе выполняется дискретизация по времени, в результате которого формируются отсчеты $U(t_i)$, $i = 1, 2, 3 \dots$ аналогового сигнала в дискретные моменты времени t_i , где $\Delta t = t_{i+1} - t_i$. На втором производится квантование по уровню каждого отсчета, в результате которого непрерывная случайная величина $U(t_i)$ преобразуется в дискретную $U_{\text{ц}}(t_i)$.

Принцип линейного кодирования представлен на рисунке. Импульс, соответствующий значению сигнала в некоторый момент времени

кодируется двоичным числом, который представляет собой уровень сигнала (см. рис. 5.2).

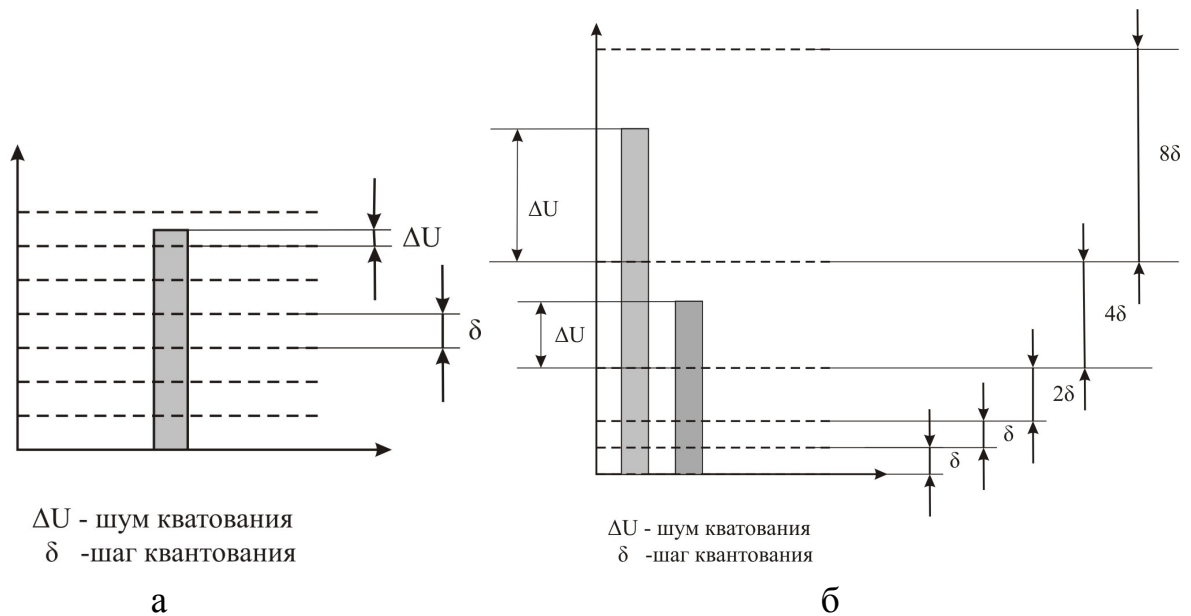


Рис. 5.2. Кодирование сигнала: а – линейное, б – нелинейное

На если соседние уровни отстоят друг от друга на один и тот же шаг квантования, то кодирования называется линейным (рис. 5.2 а), в противном случае нелинейным (рис. 5.2 б).

На рис. 5.3 показана структурная схема АЦП параллельного типа



Рис. 5.3. Структурная схема АЦП параллельного типа

В АЦП параллельного типа преобразование в код происходит за один такт, и АЦП параллельного типа обладает более высоким быстродействием по сравнению с АЦП последовательного приближения.

Число компараторов определяется формулой: $2^{\text{разрядность}} - 1$

Пример 1.

Для 3-разрядного АЦП: $2^3 - 1 = 7$ (компараторов).

Пример 2.

Для 8-разрядного АЦП: $2^8 - 1 = 255$ (компараторов)

Единственным недостатком, которые обладают АЦП параллельного типа – это большее число компараторов по сравнению с АЦП последовательного приближения, где используется всего один компаратор.

На рис. 5.4 показана структурная схема АЦП последовательного типа.

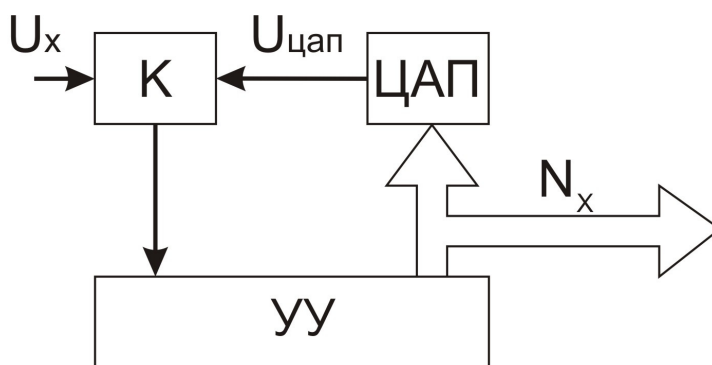


Рис. 5.4. Структурная схема АЦП последовательного типа

В АЦП последовательного типа преобразование в код происходит за m тактов, где m совпадает с разрядностью АЦП. Временные диаграммы АЦП последовательного типа для преобразования сигнала в код показаны на рис. 5.5.

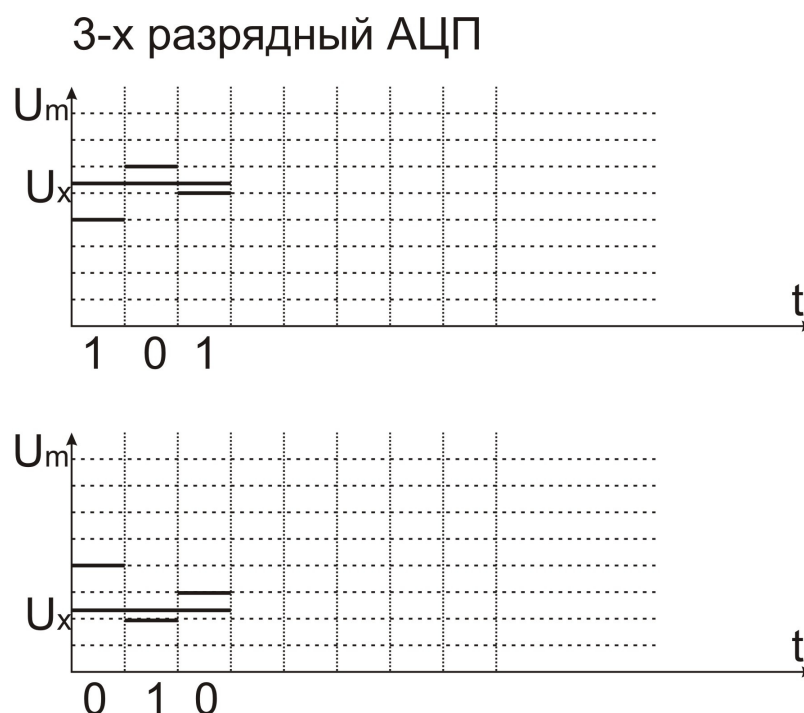


Рис. 5.5. Временные диаграммы АЦП последовательного типа для преобразования сигнала в код

Поясним работу АЦП последовательного типа:

1. На первом такте происходит сравнение сигнала с половиной максимального значения U_m . Если сигнал превышает $U_m/2$, то записывается в старший разряд 1, в противном случае – 0.

2. На втором такте происходит сравнение сигнала со значением:

$$N_1 * U_m/2 + U_m/4,$$

где N_1 – старший разряд (0/1),

если сигнал больше то записывается 1, а противном случае 0.

3. На третьем такте происходит сравнение сигнала со значением:

$$N_1 * U_m/2 + N_2 * U_m/4 + U_m/8$$

и т.д.

При АЦП возникает погрешности, связанные с округлением. Ошибка округления составляет половину шага квантования:

$$U_x = U_{\text{АЦП}} + \Delta U = U_{\text{АЦП}} + e$$

Ошибка квантования e может принимать значения в диапазоне: $\left[-\frac{\delta}{2}; \frac{\delta}{2}\right]$. Полагая, что ошибка квантования имеет равномерное

распределение, дисперсия ошибки, определяющая ее мощность будет равна (дисперсия случайной величины с равномерным законом распределения):

$$W_e = \frac{\delta^2}{12}.$$

Отношение сигнал шум для различных сигналов будет серьезно отличаться:

Пример 1:

Сигнал $U_{\text{АЦП}} = 5 \delta$,

Мощность сигнала: $W_c = U_{\text{АЦП}}^2 = 25\delta^2$,

тогда отношение сигнал шум:

$$a = 10 \log \frac{W_c}{W_e} = 10 \log \frac{25}{1/12} = 10 \log(600) = 27,78 \text{ дБ}$$

Пример 2:

Сигнал $U_{\text{АЦП}} = 20 \delta$,

Мощность сигнала: $W_c = U_{\text{АЦП}}^2 = 400\delta^2$

$$a = 10 \log \frac{W_c}{W_e} = 10 \log \frac{400}{1/12} = 10 \log(4800) = 36,12 \text{ дБ}.$$

Чтобы обеспечить приемлемое качество передачи речевого сигнала необходимо использовать 12 разрядов, что довольно велико. Поэтому используют сжатие сигнала. При этом количество разрядов уменьшается до 8. При этом большему значению сигнала соответствует большая ошибка при квантовании, но отношение сигнал-шум остается приблизительно одинаковым.

5.2. Нелинейное кодирование

Нелинейное кодирование производится с помощью двух основных способов:

- с использованием компрессоров и экспандеров;
- непосредственное цифровое нелинейное кодирование.

При использовании компрессоров и экспандеров входной сигнал сжимается на передающей стороне и восстанавливается на приемной стороне. Амплитудная характеристика компрессора имеет следующий вид (см. рис. 5.6).

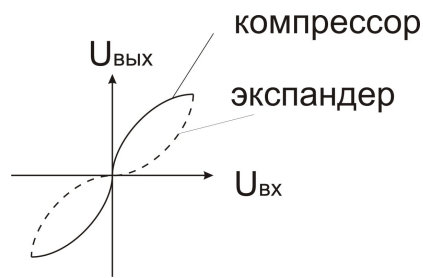


Рис. 5.6. Амплитудная характеристика компрессора

Амплитудная характеристика записывается в виде формулы:

$$y = f(x),$$

где x – входной сигнал, y – выходной сигнал.

$$y = \begin{cases} \frac{A|x|}{1 + \ln A}, 0 \leq x \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1 + \ln(A|x|)}{1 + \ln A}, \frac{1}{A} \leq x \leq 1 \end{cases}, A = 87,6 \quad (\text{для Европы})$$

$$y = \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)}, \quad 0 \leq x \leq 1, \mu = 255 \quad (\text{для USA}).$$

Схема преобразования с использованием компрессора и экспандера представлена на рис. 5.7.



Рис. 5.7. Схема преобразования при использовании компрессора и экспандера

Во втором случае используется нелинейное кодирование. Схема преобразования представлена на рис. 5.8.

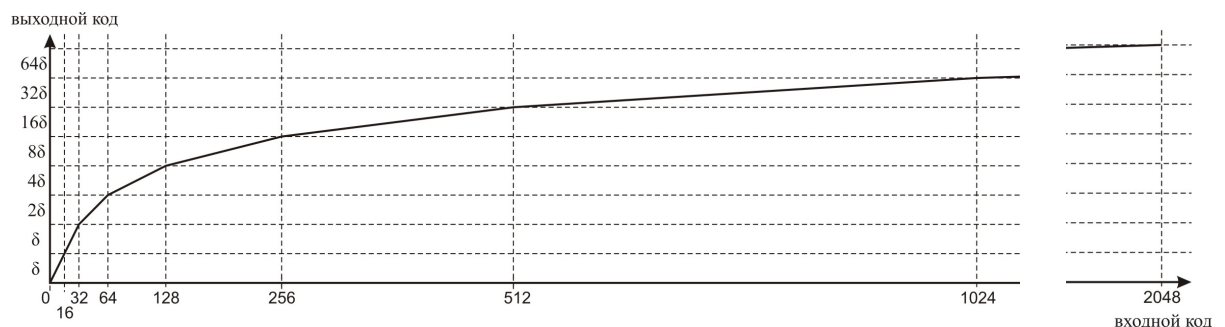


Рис. 5.8. Схема нелинейного кодирования

Нелинейное кодирование производится следующим образом:

Знаковый бит	Кодирование номера зоны 1-ой из 8-ми зон (с 0 до 7)			Кодирование 1-ого из 16-ти уровней (с 0 до 15)			
+(1)							
-(0)							

Пример использования схемы:

1. $U_{вх} = 7 \text{ В}$, $\delta = 0,01 \text{ В}$.

$N_{вх} = 700$, 700 располагается между 512 и 1024.

Это 6 зона $6_{10} = 110_2$

$700 - 512 = 188$.

В 6-ой зоне используется шаг квантования 32,

$188 / 32 = 5$, остаток 28.

$5_{10} = 0101_2$

$28 = 0,28 \text{ В}$ – это погрешность.

В итоге код будет:

Знаковый бит	Кодирование номера зоны 1-ой из 8-ми зон (с 0 до 7)			Кодирование 1-ого из 16-ти уровней (с 0 до 15)			
+(1)	1	1	0	0	1	0	1

5.3. ИКМ

Сущность цифровой передачи данных показывается на системе с импульсно-кодовой модуляцией

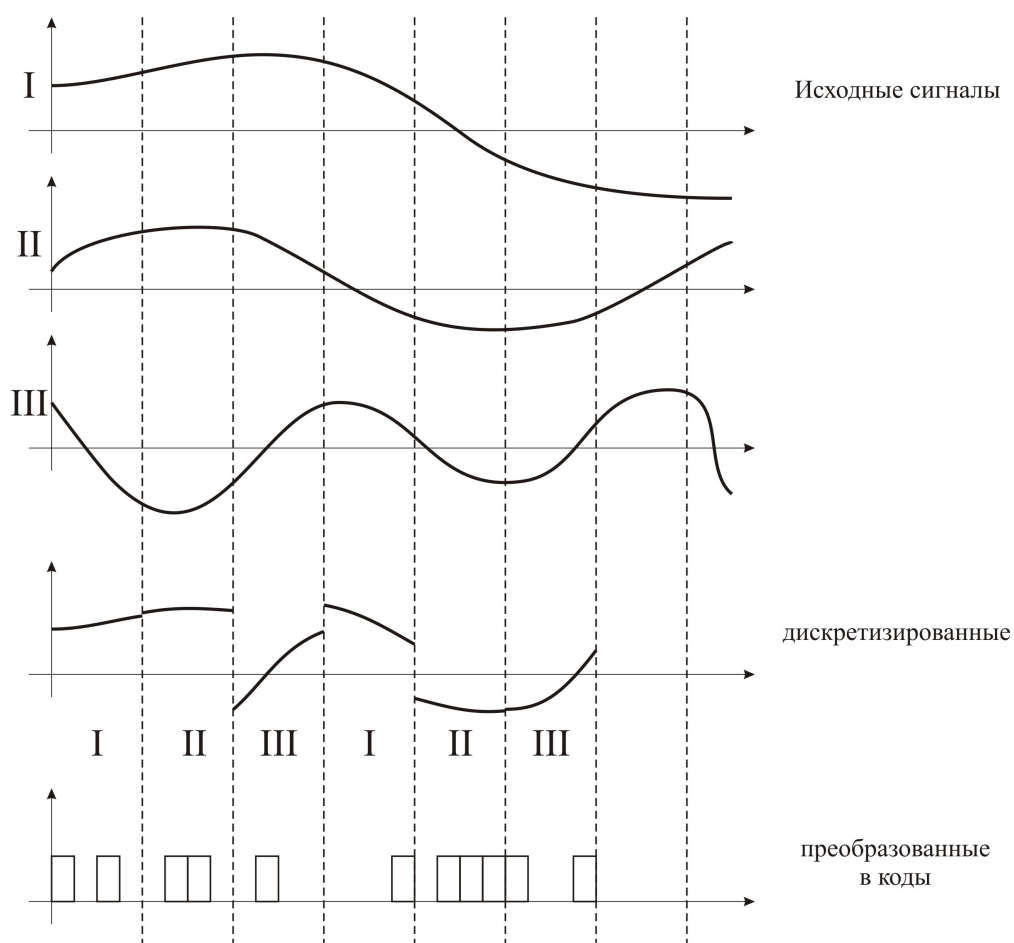
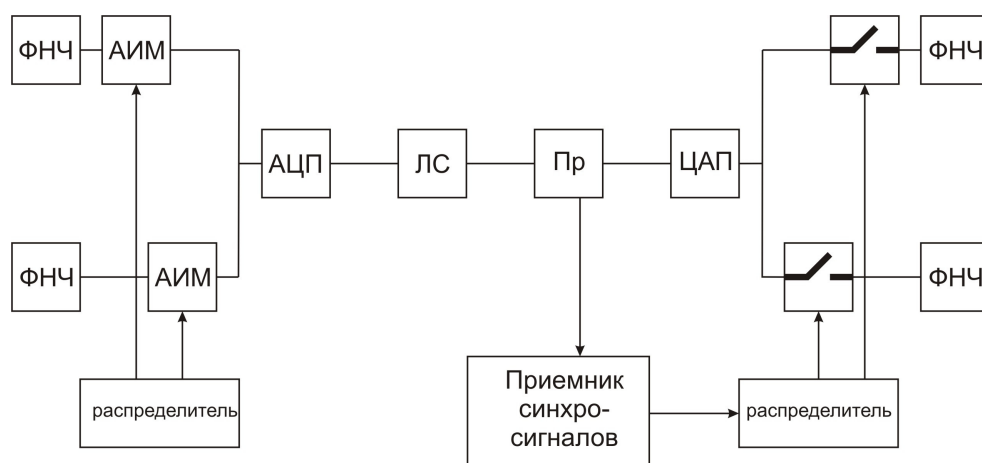


Рис. 5.9. Преобразования сигнала при ИКМ

Для передачи по радиоканалам производится модуляция высокочастотным сигналом. На приемной стороне операции преобразования производятся в обратном порядке, получая исходный сигнал.

Структурную схему ИКМ можно представить в следующем виде:



АИМ – амплитудно-импульсная модуляция.

ЛС – линия связи

Пр – приемник

Рис. 5.10. Структурная схема ИКМ

В приемнике производится оценка времени задержки сигнала, которая используется для синхронизации. В данной схеме не показан оцениватель импульсной характеристики радиоканала по известному тест-сигналу, которая используется в схеме демодуляции.

5.4. Скорость передачи цифрового потока

На дискретизацию одного речевого сигнала приходится 8 кГц $(3,4 \cdot 2 + f_{\text{дополнительная}})$.

На каждый отсчет приходится 8 бит:

$$8\,000\text{ Гц} \cdot 8\text{ бит} = 64\,000\text{ бит} \cdot \text{Гц} = 64\text{ кбит/с}$$

Канал связи со скоростью передачи 64 кбит/с называется основным цифровым каналом (ОЦК).

ИКМ-30 – это 32 канала, из которых 30 – рабочих, 2 – служебных.

$$32\text{ канала} \cdot 64\text{ кбит/с} = 2048\text{ кбит/с} = 2\text{ Мбит/с}.$$

0 – служебный;

1-15 – рабочие;

16 – служебный;

17-31 – рабочие.

Некоторые общие сведения:

1. бывает PDH (это фактически ИКМ) – обозначаются потоками:

- E1 – 2 Мбит/с
- E2 – 8 Мбит/с
- E3 – 34 Мбит/с
- E4 – 140 Мбит/с

2. бывает SDH обозначаются потоками:

- STM-1 – 155.5 Мбит/с (в него можно поместить 63 E1, 3 потока E3, 1 поток E4)
- STM-4 – 622.5 Мбит/с
- STM-16 – 2.4 Гбит/с
- STM-64 – 10 Гбит/с

Для всех STM период составляет $125 \text{ мкс} = 125 \cdot 10^{-6} \text{ с}$

5.5. Достоинства цифрового сигнала

1. Цифровой сигнал по сравнению с аналоговым является более помехоустойчивым, более высокое качество передачи речи и видео (то есть сигналов, которые допускают определенный уровень ошибок)

2. Цифровой сигнал возможно полностью восстанавливать с помощью ретрансляторов, это означает, что не накапливается ошибки и шумы. Это означает, что можно обеспечить любую дальность связи.

3. Обработка и анализ цифровых сигналов легче, чем аналоговых, а значит, что непосредственно к системе передачи возможно сопрягать с отдельными узлами обработки без дополнительной настройки. Вся разница может заключаться только в написании новой прошивки, либо использовании дополнительных устройств преобразования, но без настройки аппаратуры в целом.

5.6. Скремблирование цифрового сигнала

При передаче цифровых сигналов на приемной стороне по этому сигналу выделяется тактовая частота, которая необходима для работы демодулятора. Однако, в реальных сигналах могут передаваться длинные серии нулей или единиц. Если найти спектр подобных сигналов, то можно заметить, в частотном диапазоне таких сигналов отсутствует или имеет

низкое значение гармоника, соответствующая тактовой частоте. В эти периоды приемная система может выходить из синхронизма.

При длинной последовательности нулей система АРУ (автоматического регулирования уровня) приемника воспринимает эту ситуацию как уменьшение уровня сигнала и увеличивает коэффициент усиления, что в свою очередь ведет к смещению порогов принятия решения, что также может привести к потере синхронизма и увеличению количества ошибок.

Так что для работы системы связи желательно иметь сигнал с частыми переходами между уровнями и приблизительно количеством нулей и единиц.

Для получения такого сигнала используется скремблирование.

Схема скремблирования представлена на рис. 5.11.

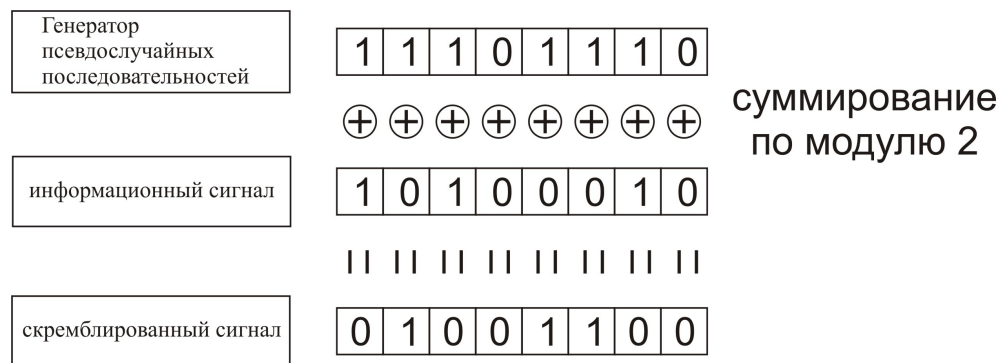


Рис. 5.11. Скремблирование сигнала

Скремблер обеспечивает суммирование по модулю 2 передаваемого информационного сигнала с псевдослучайной последовательностью, генерируемой в скремблере. Например, в соответствии с рекомендацией ITU-T G.707 в качестве генерирующего полинома используется полином:

$$p(x) = x^7 + x^3 + 1 \text{ (CRC-7)}$$

Схема скремблера определяется этим полиномом:

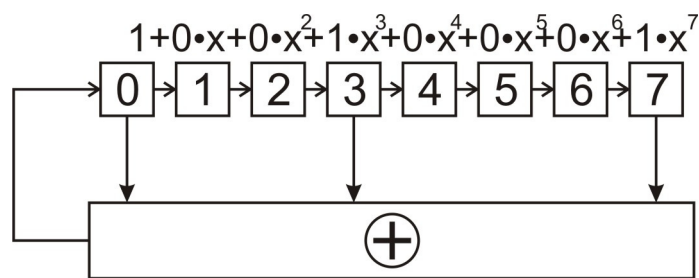


Рис. 5.12. Схема скремблера

При этом псевдослучайная последовательность получается следующим образом (см. рис. 5.13):

	0	1	2	3	4	5	6	7
$0 \oplus 0 \oplus 1 = 1$	⓪	0	0	⓪	0	0	0	①
$1 \oplus 0 \oplus 0 = 1$	①	0	0	⓪	0	0	0	⓪
$1 \oplus 0 \oplus 0 = 1$	①	1	0	⓪	0	0	0	⓪
	1	1	1	0	0	0	0	0

Рис. 5.13. Формирование псевдослучайной последовательности

Период ПСП связан с высшей степенью полинома m соотношением:

$$T_{\text{ПСП}} = 2^m - 1,$$

$$T_{\text{ПСП}} = 2^7 - 1 = 127 \text{ разрядов.}$$

Согласно булевой алгебре вычитание можно заменить повторным суммированием такой же ПСП к принятому скремблированному сигналу, поэтому дескремблер на приеме по схеме построен совершенно одинаково со скремблером на передаче.

Использование скремблера нашло применение не только в системах с временным разделением каналов, но и в системах с кодовым разделением каналов для генерации расширяющих последовательностей.

Краткие итоги лекции 5

1. В цифровых системах подвижной связи для передачи аналоговых сигналов необходимо предварительное аналого-цифровое преобразование.
2. В ходе преобразования сигнала возникают специфические шумы, которые называются шумами квантования.
3. Для параллельного АЦП время преобразования в код составляет один такт, но при этом требуется большое число компараторов.
4. Для АЦП последовательного приближения требуется один компаратор, но время преобразования определяется разрядностью кода.
5. При нелинейном АЦП отношения сигнал/шум для всех сигналов с различной амплитудой является приблизительно одинаковой, в то время как при линейном АЦП отношения сигнал/шум становится больше.
6. Преимуществом нелинейного АЦП является меньшее количество разрядов для кодирования сигнала, что позволяет существенно повысить емкость системы передачи.
7. Система ИКМ является «классическим» примером, где принципы цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразования имеют первоочередное значение.
8. На основе систем с импульсно-кодовой модуляцией строятся системы плезиохронной (PDH) и синхронной (SDH) иерархии.
9. В случаях передачи длинные последовательности «нулей» или «единиц» возможен выход системы связи из состояния синхронизма, что ведет к простоям системы.
10. Чтобы уменьшить вероятность появления длинных последовательностей одинаковых символов, проводится операция скремблирования – смешивания передаваемого сигнала и псевдослучайной последовательности.
11. Достоинствами цифрового сигнала являются: более высокая помехоустойчивость по сравнению с аналоговым, возможность полного восстановления с помощью ретрансляторов, непосредственное сопряжение с отдельными узлами обработки цифровой сигнала.

Вопросы по лекции 5

1. Для чего используется АЦП?
2. В чем различие между линейным и нелинейным кодированием?
3. Опишите принципы работы параллельного АЦП
4. Опишите принципы работы АЦП последовательного типа.
5. Что такое шум квантования?
6. Опишите два основных способа проведения нелинейного кодирования.
7. Приведите скорость цифровой передачи данных в плезиохронной и синхронной иерархии систем передач.
8. Достоинства цифрового сигнала перед аналоговым.
9. Что такое скремблирование сигнала?
10. С какой целью проводится скремблирование?

Упражнения

1. Приведете пример нелинейного кодирования для сигнала с напряжением $U_{\text{вх}} = 46,6 \text{ В}$ и шагом $\delta = 0,1 \text{ В}$.
2. Нарисуйте временные диаграммы формирования сигнала в ИКМ (в импульсно-кодовой модуляции).
3. Приведите структурную схему ИКМ.
4. Приведите схему скремблера для полинома $x^9 + x^4 + 1$.
5. Приведите три первых цифровых кода для скремблера, указанного в предыдущем упражнении, если в начальном состоянии на скремблере присутствует последовательность: 0000 0000 01.

Раздел 3. КОДОВОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ КАНАЛОВ

Лекция 6. РАДИОСВЯЗЬ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ CDMA

Краткая аннотация лекции: приведены описание принципов передачи в системах с кодовым разделением каналов, описание операций сжатия и расширения, принципов действия корреляционного приемника, описаны принципы работы Rake-приемника.

Цель лекции: изучить формирование и способы разделения сигналов в системах с кодовым разделением.

6.1. Технология CDMA

В основе технологии CDMA лежит широкополосная модуляция. Основные преимущества CDMA заключаются в следующем:

1. При одновременной работе несколько абонентов в одной и той же полосе частот их взаимное влияние является незначительным.

2. Высокая помехозащищенность в условиях мощных импульсных (узкополосных) помех, так как такая помеха поражает только часть спектра полезного сигнала, и ее можно подавить фильтром, при этом остальная часть спектра полезного сигнала будет сохранена.

3. Существенным преимуществом является отсутствие необходимости решать проблему распределения частот между различными абонентами, так как все абоненты работают в одной и той же полосе частот.

4. Полезное свойство – это сохранение работоспособности в условиях многолучевого распространения. Однако, в CDMA, также как и в GSM, используют методы оценки ИХ, чтобы повысить качество связи.

Псевдослучайные последовательности формируются аналогично тому, как это делается для скремблирования.

В табл. 6.1. указаны значения коэффициентов многочленов, которые используются для генерации псевдослучайные последовательности с максимальной длиной $m=7$.

Табл. 6.1. Многочлены для псевдослучайных последовательностей

Номер многочлена	Значения коэффициентов характеристических многочленов							
	c_0	c_1	c_2	c_3	c_4	c_5	c_6	c_7
1	1	0	0	0	0	0	1	1
2	1	0	0	0	1	0	0	1
3	1	0	0	0	1	1	1	1
4	1	0	0	1	0	0	0	1
5	1	0	0	1	1	1	0	1
6	1	0	1	0	0	1	1	1
7	1	0	1	0	1	0	1	1
8	1	0	1	1	1	0	0	1
9	1	0	1	1	1	1	1	1
10	1	1	0	0	0	0	0	1
11	1	1	0	0	1	0	1	1
12	1	1	0	1	0	0	1	1
13	1	1	0	1	0	1	0	1
14	1	1	1	0	0	1	0	1
15	1	1	1	0	1	1	1	1
16	1	1	1	1	0	0	0	1
17	1	1	1	1	0	1	1	1
18	1	1	1	1	1	1	0	1

На основе псевдослучайных последовательностей формируют псевдослучайные сигналы. На рис. 6.1 показаны основные операции при расширении и сжатии спектра системы DS-CDMA. Наиболее простой способ расширения – это умножение информационного сигнала на псевдослучайную последовательность.

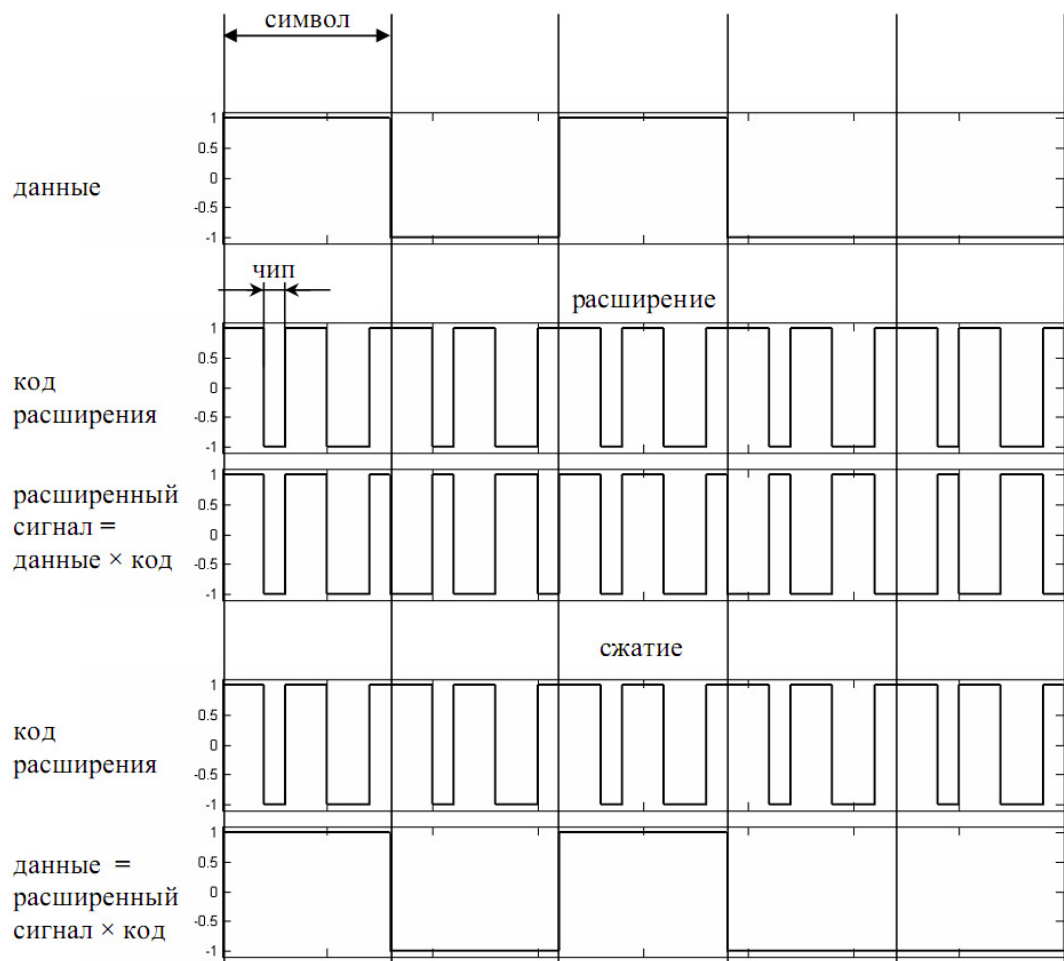


Рис. 6.1. Расширение и сжатие в DS-SS

В данном примере данные пользователя представляют собой битовую последовательность с двухпозиционной фазовой манипуляцией (BPSK), передаваемую со скоростью R , где биты данных пользователя имеют значения ± 1 . Операция расширения в этом примере - это умножение каждого бита данных пользователя на последовательность из 8 кодовых битов, называемых чипами.

Модуляции расширения также использует BPSK (импульсы с амплитудой ± 1). Мы видим, что полученные в результате расширения данные передаются со скоростью $8R$ и имеют такой же случайный (шумоподобный) вид, что и код расширения. В этом случае можно сказать, что мы использовали коэффициент расширения равный 8. Затем этот широкополосный сигнал передается по беспроводному каналу на приемный конец.

При сжатии мы умножаем расширенные данные пользователя/последовательность чипов, бит за битом на те же самые 8 кодовых чипов, которые использовали во время расширения этих битов. Как показано на рис. 6.1, исходная битовая последовательность пользователя отлично восстанавливается при условии, что мы имеем также точную синхронизацию расширенного сигнала пользователя и точную копию кода расширения (сжатия).

Умножение скорости передачи сигналов на коэффициент 8 соответствует расширению (на коэффициент 8) занимаемого спектра частот расширенным сигналом данных пользователя. Благодаря этому достоинству системы CDMA чаще называют системами с расширенным спектром. Сжатие восстанавливает ширину полосы частот пропорционально R сигнала.

Процедуру расширения можно описать следующим образом:

$$p(t) = \sum_{k=1}^N a_k \cdot q(t - k\tau_0).$$

А результат умножения $s(t) \cdot p(t)$ дает передаваемый сигнал.

a_k , $k = 1, 2, \dots, N$ – символы псевдослучайных последовательностей, принимающих значения -1 и $+1$;

$q(t)$ – форма элементарного символа псевдослучайного сигнала

На рис. 6.2 и 6.3 представлены примеры нормированных графиков нормированных автокорреляционных и взаимной корреляционной функций псевдослучайных сигналов, сформированных на основе последовательностей с многочленами 5 и 10.

$$R_{ii} = \frac{1}{E_i} \cdot \int_0^{T_c} p_i(t) p_i(t - \tau) dt, \quad R_{ij} = \frac{1}{\sqrt{E_i E_j}} \cdot \int_0^{T_c} p_i(t) p_j(t - \tau) dt$$

$$E_i = \int_0^{T_c} p_i^2(t) dt$$

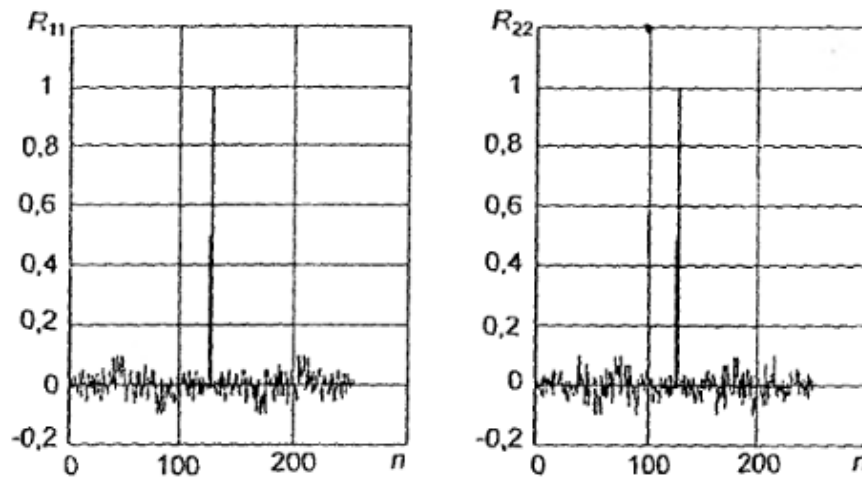


Рис. 6.2. Автокорреляционные функции двух псевдослучайных сигналов, формируемых на основе М-последовательностей ($m=7$, $N=127$)

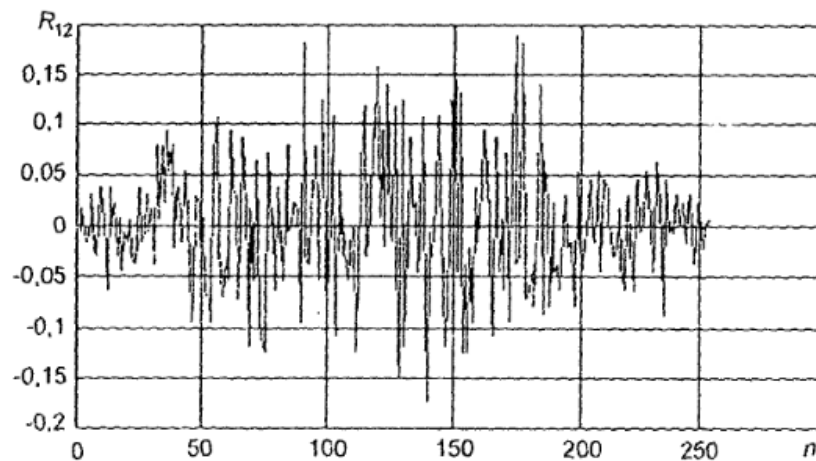


Рис. 6.3. Взаимная корреляционная функция двух псевдослучайных сигналов, формируемых на основе М-последовательностей

Принцип действия корреляционного приемника для CDMA показан на рис. 6.4. Верхняя половина рисунка показывает прием полезного собственного сигнала. Как и на рис. 6.1, здесь мы видим операцию сжатия при идеально синхронизированном коде. Затем корреляционный приемник интегрирует (т.е. суммирует) получающиеся произведения (данные код) для каждого бита пользователя.

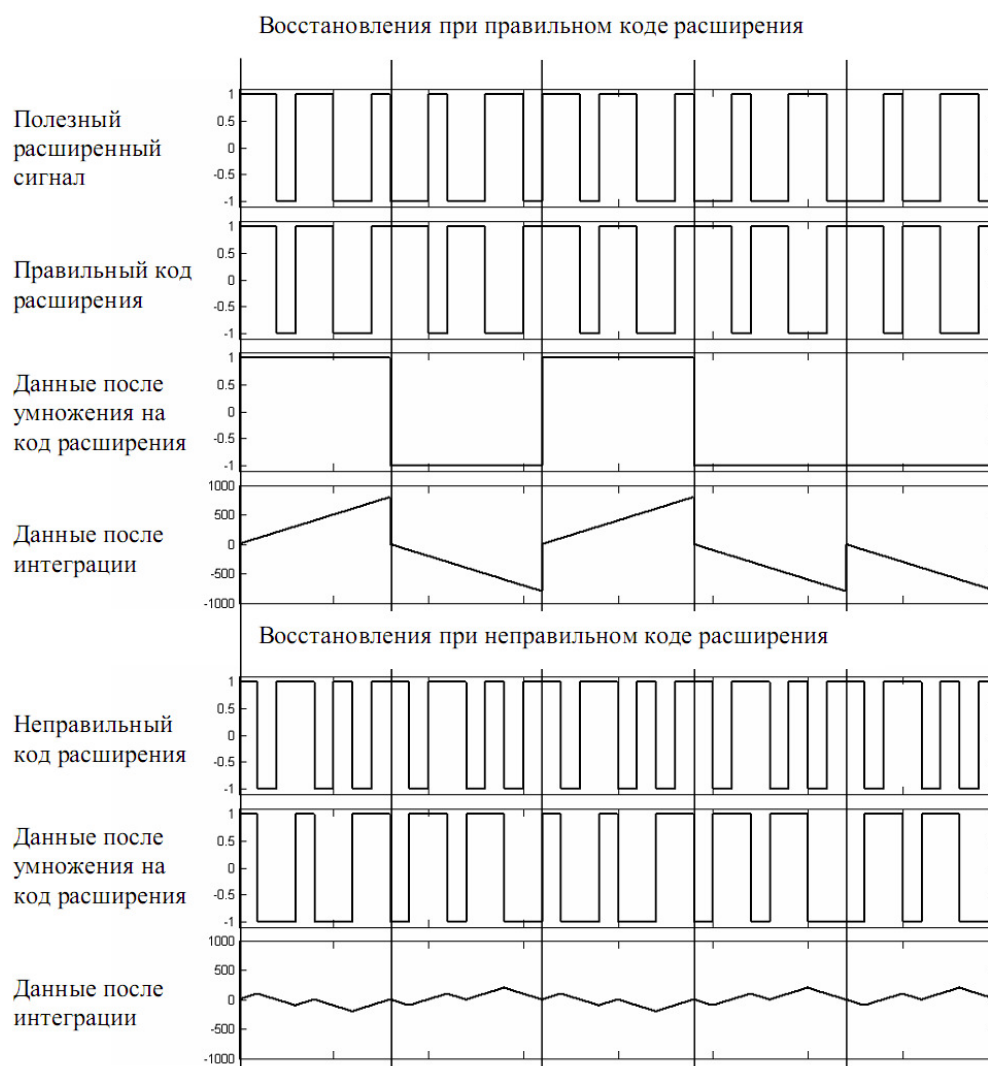


Рис. 6.4. Принцип действия корреляционного приемника CDMA

Нижняя половина рис. 6.4 демонстрирует влияние операции по сжатию, когда оно относится к сигналу CDMA другого пользователя, сигнал которого, как полагают, был расширен с использованием другого кода расширения. Результат умножения сигнала помехи на собственный код и интеграция получающихся произведений приводят к тому, что значения сигнала помехи оказываются близкими к 0. Как можно видеть, амплитуда собственного сигнала увеличивается в среднем на коэффициент расширения 8 относительно амплитуды сигнала пользователя другой создающей помехи системы, т.е. корреляционный прием позволил увеличить полезный сигнал на коэффициент расширения, в данном случае в 8 раз, по сравнению с сигналом помехи, присутствующем в системе CDMA. Этот эффект называется "выигрышем в отношении сигнал/шум при обработке сигнала" и является

фундаментальным показателем для всех систем CDMA и вообще для всех систем с расширенным спектром. Выигрыш в отношении сигнал/шум при обработке сигнала – это то, что делает системы CDMA робастными в отношении внутренней интерференции, а это необходимо для повторного использования имеющихся несущих с частотой 5 МГц на географически близких расстояниях.

Важно понять, что само по себе расширение/сжатие не обеспечивает какого-либо улучшения сигнала для беспроводных применений. В самом деле, выигрыш в отношении сигнал/помеха при обработке получается за счет увеличенной ширины полосы частот при передаче (умноженной на величину выигрыша при обработке).

Все преимущества CDMA идут скорее "через заднюю дверь" мимо широкополосных качеств сигнала при рассмотрении на системном уровне, а не на уровне отдельного радиоканала:

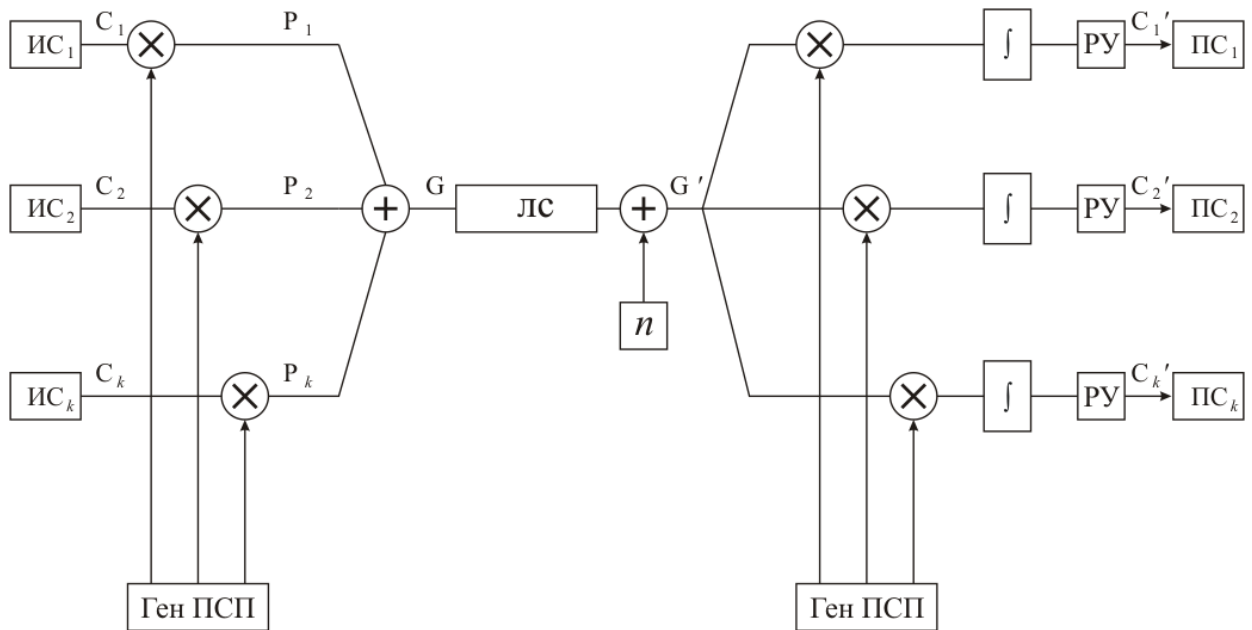
1. Выигрыш в отношении сигнал/помеха в совокупности с широкополосным характером сигнала предполагает возможность полного повторного использования частоты, коэффициент повтора равен 1, в различных сотовых ячейках беспроводной системы (т.е. частота повторно используется в каждой ячейке/секторе). Это свойство может использоваться для получения высокой эффективности использования спектра.

2. Совместное использование многими пользователями одной и той же широкополосной несущей для их связи обеспечивает разнесение по помехам, т.е. помехи при множественном доступе от многочисленных пользователей системы усредняются, и это снова приводит к повышению пропускной способности по сравнению с системами, где при планировании необходимо ориентироваться на помехи для худшего случая.

3. При использовании широкополосного сигнала различные пути распространения беспроводного радиосигнала могут получать разрешение с более высокой точностью, чем сигналы с более узкой шириной полосы. Это ведет к получению более разнообразных возможностей борьбы с замираниями и, тем самым, к улучшению рабочих характеристик.

6.2. Принцип работы CDMA

На рис. 6.5 показана структурная схема системы передачи с кодовым разделением каналов



ИС – источник сообщений;

ЛС – линия связи;

РУ – решающее устройство;

ПС – приемник сообщений;

Ген ПСП – генератор псевдослучайных последовательностей;

$\int$ – интегратор;

n – источник помех (шума);

C_k – передаваемое сообщение;

P_k – расширенная последовательность (после перемножения с ПСП);

G – групповой (линейный) сигнал;

C'_k – принятое сообщение;

G' – принятый групповой (линейный) сигнал.

Рис. 6.5. Структурная схема CDMA

На примере простейшей системы CDMA с двумя источниками сообщений покажем принципы передачи.

Пусть с первого источника сообщений (ИС₁) передается сигнал 1, что соответствует прямоугольному импульсу длительностью T и амплитудой 1 В. Со второго источника (ИС₂) передается сигнал 0, что соответствует прямоугольному импульсу длительностью T и амплитудой -1 В.

В качестве расширяющей последовательности для ИС₁ используется последовательность $[+1 -1 +1 -1]$, для ИС₂ – $[+1 -1 -1 +1]$.

На рис. 6.6 показано формирование группового сигнала G .

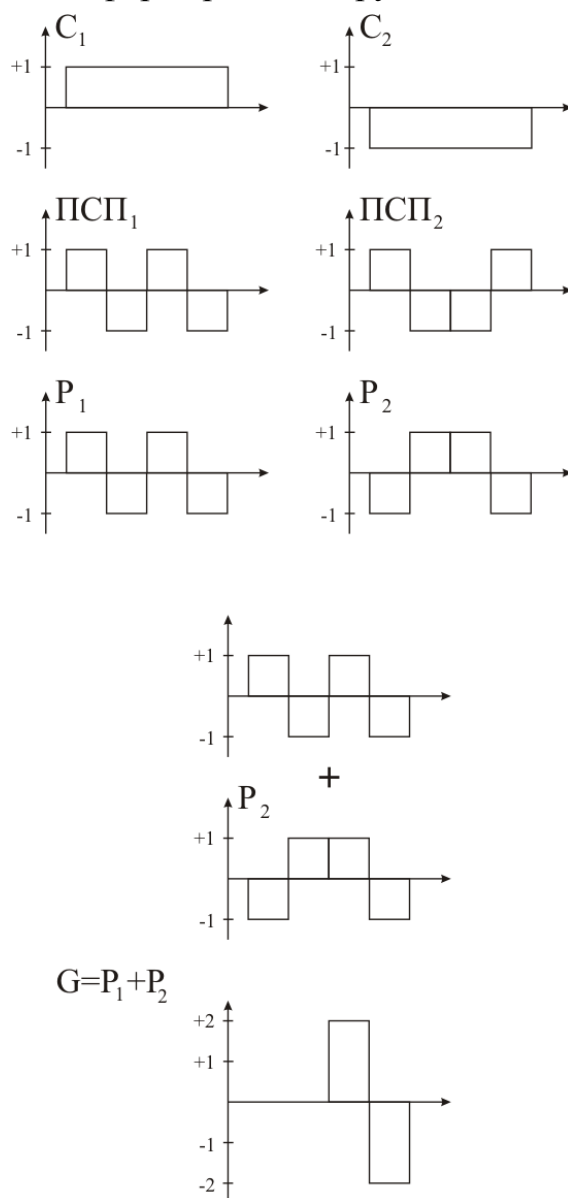


Рис. 6.6. Формирование группового сигнала в CDMA

Для извлечения информации из группового сигнала G (G') его перемножают на расширяющую последовательность. Полученный сигнал поступает на интегратор. Если на выходе интегратора формируется "положительный" импульс, то передавалась 1, а если "отрицательный" – то 0 (см. рис. 1.3). Сравнение импульса с нулем (является ли импульс "положительным" или "отрицательным") происходит в решающем устройстве (РУ).

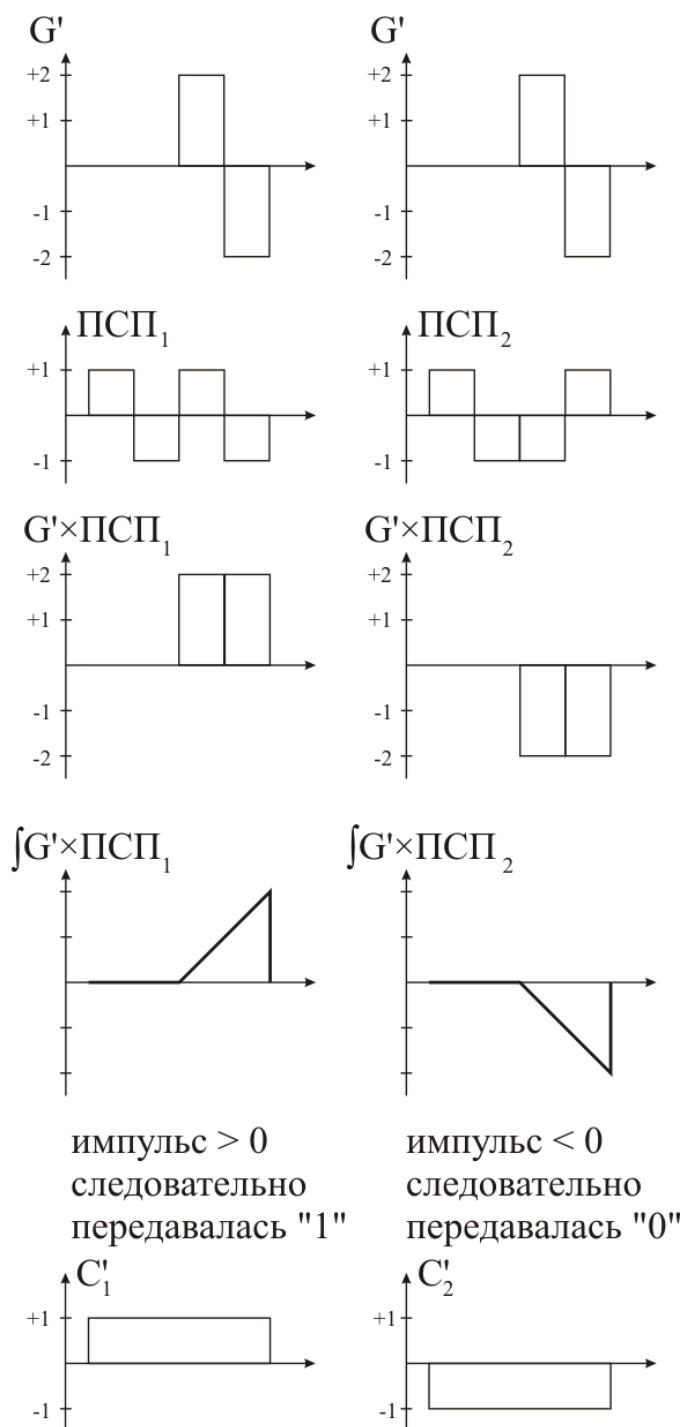


Рис. 6.7. Определение передаваемого сигнала из принятого группового сигнала

6.3. Rake-приемник

Сигнал, искаженный многолучевым каналом (на рис 6.8, а показаны три сигнала, пришедшие по различным лучам), подается на согласованный фильтр, и, если сигнал синтезирован грамотно, на выходе фильтра наблюдаются разрешенные компоненты в виде острых не перекрывающихся пиков (рис. 6.8. б). Последняя эпюра напоминает садовые грабли (по-английски, *rake*), что и определило наименование устройства, осуществляющего многолучевое разнесение, – "RAKE-приемник".

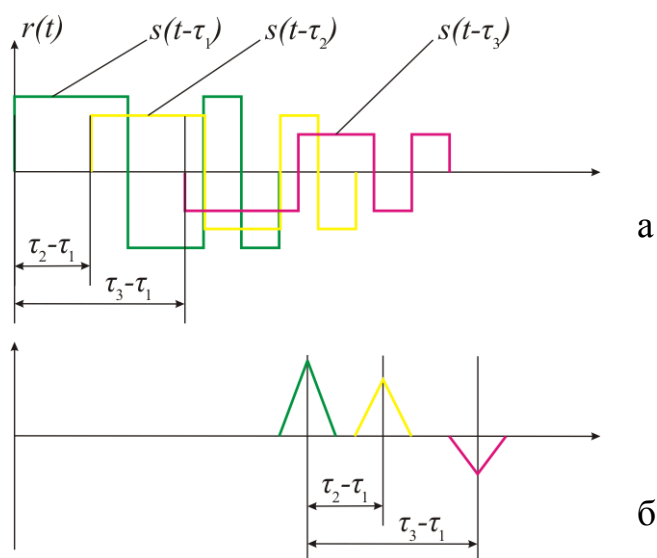


Рис. 6.8. Разделение сигналов при многолучевом разнесении

RAKE-приемник был разработан Прайсом и Грином еще в 1958 г., однако внедрение подобной технологии в коммерческих масштабах стало возможным сравнительно недавно. При этом, как правило, вместо согласованных фильтров используются эквивалентные им, но технически более простые параллельные корреляторы с числом каналов, равным количеству разделяемых лучей.

На рис. 6.9 приведена структура M -канального RAKE-приемника. Принимаемое колебание $r(t)$ поступает на M параллельных корреляторов, на вторые входы которых подаются местные опоры $s(t-\tau_1), s(t-\tau_2), \dots, s(t-\tau_M)$ представляющие собой копии переданного сигнала с временными сдвигами τ_i , $i = 1, 2, \dots, M$ равными предсказанным задержкам многолучевых компонент. На выходе каждого коррелятора формируется отсчет отклика на соответствующую компоненту входного сигнала (при безошибочном

предсказании задержки точно совпадающий с реакцией согласованного фильтра в нужный момент). Далее полученные отсчеты поступают на устройство комбинирования, действующее в соответствии с одной из ранее рассмотренных процедур.

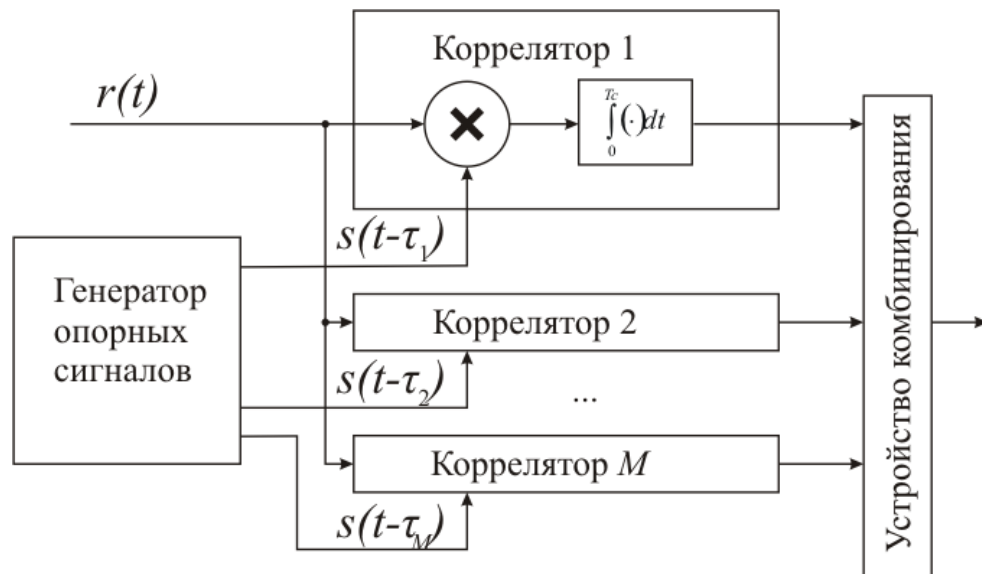


Рис. 6.9. Структура RAKE-приемника

Краткие итоги лекции 6

1. В основе систем подвижной связи с кодовым разделением каналов лежит технология широкополосной модуляции.
2. Принципы широкополосной модуляции состоит в том, что информационные сигналы «перемешиваются» с псевдослучайными последовательностями, длительность импульсов которых много меньше, чем информационные импульсы.
3. Спектр исходного сигнала расширяется во столько же раз, сколько разрядов содержится в псевдослучайной последовательности.
4. Для выделения исходной информации, передаваемой в CDMA, на приемной стороне необходимо знание кода, с помощью которого была расширена информационная последовательность на передающей стороне.
5. Эффективность использования двух различных псевдослучайных последовательностей для разделения каналов определяет взаимокорреляционная функция.

6. Преимуществом широкополосной модуляции по сравнению с технологиями передачи с узкополосными сигналами является высокая помехозащищенность при замираниях в канале связи
7. Сигналы, передаваемые в системах CDMA, на определенной частоте имеют мощность, которая может быть во много раз меньше, чем тепловой шум, тем не менее, приемник имеет возможность принимать сигнал связи. Но данное обстоятельство не означает, что во всей полосе частот мощность передаваемого сигнала может быть меньше, чем тепловой шум.
8. Наиболее часто встречаемая проблема радиоканалов, связанная с многолучевым распространением.
9. Проблему многолучевого распространения в системах CDMA решается с помощью RAKE-приемников
10. RAKE-приемники представляют собой набор корреляторов, анализирующих сигнал на различных временных отрезках.

Вопросы по лекции 6

1. Опишите принципы построения радиосвязи на основе технологии CDMA.
2. Как происходит формирование широкополосных сигналов?
3. В чем преимущество широкополосных сигналов перед узкополосными?
4. Чем, с военной точки зрения, привлекательна передача сигналов по технологии CDMA.
5. Напишите формулы для расчета автокорреляционных и взаимных корреляционных функций.
6. Что такое многолучевость?
7. Как многолучевость влияет на качество принимаемого сигнала?
8. Что такое Rake-приемник?
9. Кем и когда он был разработан Rake-приемник
10. Для каких целей используется Rake-приемник?
11. Каким образом происходит разделение сигналов по коду.
12. Что такое выигрыш в отношении сигнал/шум?

Упражнения

1. Нарисуйте временные диаграммы формирования сигналов.
2. Приведите графики корреляционных функций для двух псевдослучайных функций.
3. Нарисуйте структурную схему Rake-приемника.
4. Приведите временные диаграммы формирования сигнала CDMA от нескольких абонентов и покажите.

5. На вход приемника трехканальной системы CDMA пришел сигнал:

$$Y = (-1 \ -3 \ 1 \ -1 \ -1 \ -3 \ 1 \ -1)$$

Расширяющие последовательности:

$$S_1 = (1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1)$$

$$S_2 = (1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1)$$

$$S_3 = (1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1)$$

Определить какие символы передавались.

6. На вход приемника трехканальной системы CDMA пришел сигнал:

$$Y = (-1 \ -1 \ -1 \ 3 \ -1 \ -1 \ -1 \ 3)$$

Расширяющие последовательности:

$$S_1 = (1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1)$$

$$S_2 = (1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1)$$

$$S_3 = (1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1)$$

Определить какие символы передавались.

Раздел 4. МОДЕЛИ ПРЕДСКАЗАНИЯ

Лекция 7. МОДЕЛИ ПРЕДСКАЗАНИЯ УРОВНЯ СИГНАЛОВ (ОКАМУРЫ, ОКАМУРЫ-ХАТА)

Краткая аннотация лекции: приведено описание моделей предсказания сигналов для систем связи с подвижными объектами (Окамуры и Окамуры-Хата) для графического и аналитического способов расчета.

Цель лекции: изучить методики предсказания уровня сигнала в системах с подвижными объектами.

7.1. Модель Окамуры

Существует ряд моделей для прогнозирования уровня радиосигнала в системах подвижной радиосвязи. В городских условиях практически нет прямой видимости между антеннами базовой станции (БС) и абонентской станции (АС), и мощность принятого сигнала оказывается значительно ниже, чем на свободном пространстве. Дополнительное ослабление в городе на частоте 900 МГц в среднем составляет 20 .. 30 дБ при протяженности трассы 1 .. 10 км. Это ослабление вызвано в основном отражением и рассеиванием энергии сигнала на крупных строениях.

Рельеф местности существенно влияет на уровень сигнала. Известны два основных метода для учета его влияния: детерминированный и статистический. Первый позволяет рассчитывать множитель ослабления по конкретному профилю пролета. Он широко используется при расчете энергетических параметров в линии связи по схеме «от точки к точке», например в радиорелейных линиях. В этом случае медианное значение мощности сигнала в точке приема – это такое значение, которое превышает в течение 50% времени наблюдения (н-р, месяца). В сотовых системах, где БС должна обеспечить связь на территории соты, нашли применение статистические методы, при которых параметры рельефа (высоты препятствий, их форма и взаимное расположение, наклон местности и т.п.) считаются случайными величинами. Характер рельефа местности в соте оценивают параметрами, усредненными на участках трассы протяженностью 5 .. 10 км.

Выбор энергетических параметров в сотовых системы радиосвязи должен обеспечить уверенный прием в зоне обслуживания БС. В точках приема на границе соты уровни сигнала будут различными вследствие

неодинакового влияния застройки и рельефа местности. Поэтому в сотовых системах радиосвязи путем усреднения по двум параметрам: по времени и расположению (по числу точек приема) определяют усредненную медианную мощность (УММС). УММС – это такое значение, которое не превышает 50% времени наблюдения и в 50% точек приема, находящихся на расстоянии r от передающей станции. УММС рассчитывается по формуле:

$$p_m(r) = p_{MLT}(r, 50\%, 50\%).$$

Модель Окамуры основана на экспериментальных результатах, полученных Окамурой. Сначала определяется ослабление сигнала при распространении квазигладкой местности. «Квазигладкая трасса» по Окамуре – это трасса протяженностью несколько километров, на которой средняя высота неровностей не превышает 20 м.

В модели Окамуры приняты базовые значения высоты антенны АС $\tilde{h}_{AC} = 3$ м и эффективной высоты БС $\tilde{h}_{BC} = 200$ м, причем $\tilde{h}_{BC}$ определяется над средним уровнем квазигладкой поверхности. Уровень УММС равен:

$$p_m(r) = p_0(f, r) - a_m(f, r) + H_1(h_{BC}, r) + H_2(h_{AC}, f).$$

$p_0(f, r) = p_{\Pi} + g_1 + g_2 - (a_{CB} + a_1 + a_2)$ – уровень мощности сигнала в точке приема при распространении в свободном пространстве;

p_{Π} – уровень мощности передатчика;

g_1 и g_2 – коэффициент усиления приемной и передающей антенны (дБ);

a_1 и a_2 – потери в фидере приемной и передающей антенны;

$a_{CB} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2$ – ослабление свободного пространства;

λ – длина волны;

$a_m(f, r)$ – дополнительное ослабление сигнала в городе (медианное значение), определяемое для квазигладкого городского района при базовых высотах антенн БС и АС;

$H_1(h_{BC}, r)$ – коэффициент «высота – усиление антенны БС», учитывающий, что высота антенны БС может отличаться от значения 200 м;

$H_2(h_{AC}, f)$ – коэффициент «высота – усиление антенны АС», учитывающий влияние реальной высоты АС.

Дополнительное ослабление сигнала в городе $a_m(f, r)$ определяется по графикам (рис. 7.1).

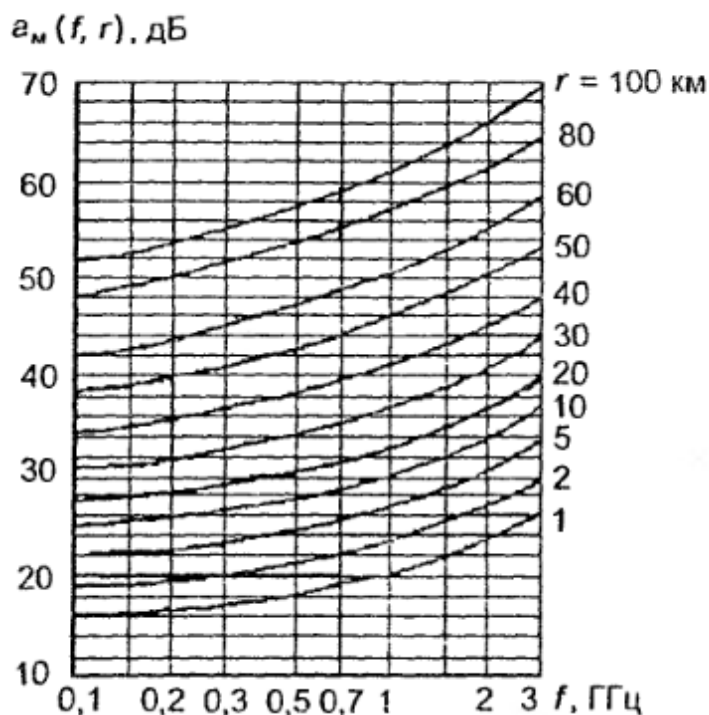


Рис. 7.1. Дополнительное ослабление сигнала в городе на городских трассах протяженностью r

Экспериментально установлено (рис. 7.2), что влияние высоты антенны БС зависит от расстояния между АС и БС и практически не зависит от частоты в диапазоне 200 ... 2000 МГц. На рис. 7.2 номера кривых соответствуют трассам:

- (1) $70 \leq r \leq 100$ (км)
- (2) $r = 40$ (км)
- (3) $r = 20$ (км)
- (4) $1 < r < 10$ (км)
- (5) $r = 1$ км
- (6) $r = 100$ км
- (7) $r = 70$ км
- (8) $r = 10$ км
- (9) $r = 20$ км
- (10) $r = 40$ км

При $r < 10$ км мощность принимаемого сигнала изменяется пропорционально квадрату высоты антенны, а при $r > 30$ км – пропорционально кубу высоты, так что:

$$H_1(h_{\text{БС}}, r) = 20 \lg \left(\frac{h_{\text{БС}}}{\tilde{h}_{\text{БС}}} \right), \text{ при } r < 10 \text{ км}$$

$$H_1(h_{\text{БС}}, r) = 30 \lg \left(\frac{h_{\text{БС}}}{\tilde{h}_{\text{БС}}} \right), \text{ при } r > 30 \text{ км}$$

При $r > d_{\text{рГ}}$ уровень сигнала из входе приемника определяет дифракционная составляющая электромагнитного поля

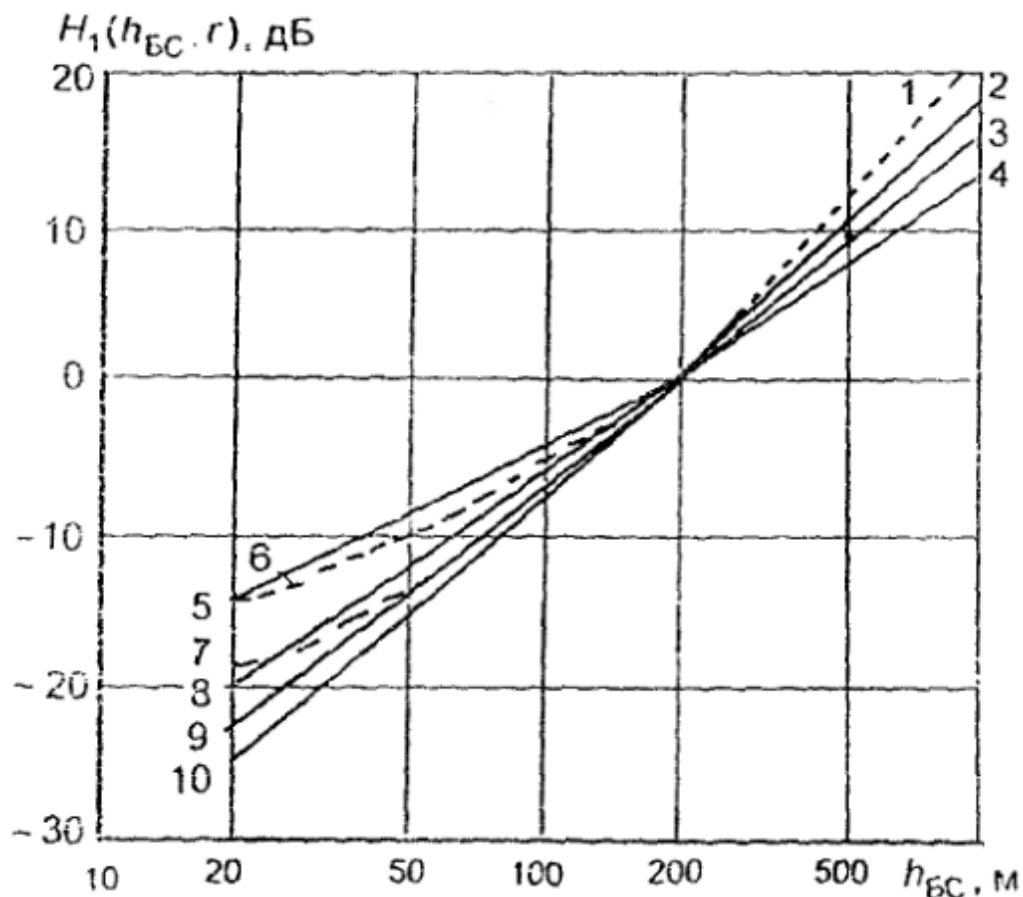


Рис. 7.2. Коэффициент «высота-усиление БС»

При этом, чем выше установлены антенны БС, тем больше уровень принимаемого сигнала. Как правило, высота антенны БС составляет десятки – сотни метров, высота антенны АС – несколько метров. На практике дальность радиогоризонта равна примерно 25 км и 50 км при высоте антенны БС соответственно 50 м и 200 м.

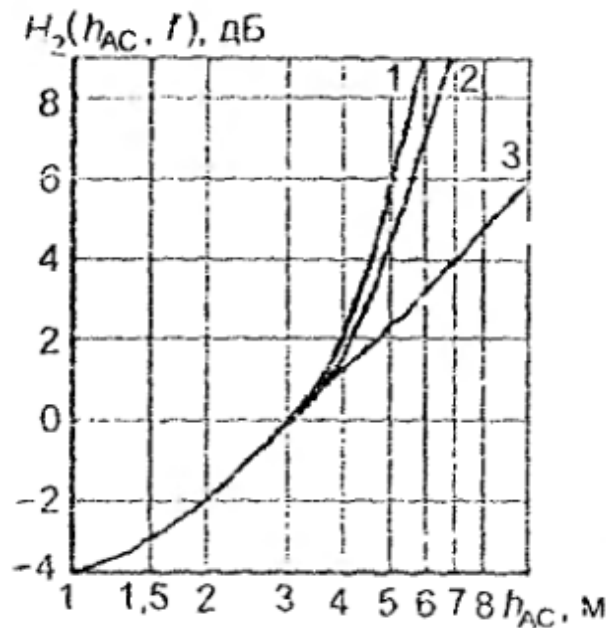


Рис. 7.3. Коэффициент «высота-усиление АС»

Экспериментально установлено (рис. 7.3), что влияние высоты антенны АС не зависит от протяженности трассы, поскольку эти антенны расположены ниже уровня городской застройки. На рис. 7.3

- кривая 1 соответствует крупному городу,
- кривая 2 – среднему городу при $f = 400$ МГц
- кривая 3 – среднему городу при $f = 2$ ГГц.

Кроме того, при $h_{AC} < 3$ м влияние антенны АС одинаково на всех частотах и не зависит от характера застройки.

Экспериментальные данные позволяют записать

$$H_2(h_{AC}, f) = 10 \lg \left(\frac{h_{AC}}{\tilde{h}_{AC}} \right) (*)$$

При установке антенны АС выше трех метров значение коэффициента $H_2(h_{AC}, f)$ становится зависимым от характера застройки. Для среднего города этот коэффициент зависит от частоты. При $h_{AC} > 3$ м для среднего города имеем:

$$H_2(h_{AC}, f) = 20 \lg \left(\frac{h_{AC}}{\tilde{h}_{AC}} \right) \text{ при } f = 400 \text{ МГц}$$

$$H_2(h_{AC}, f) = 30 \lg \left(\frac{h_{AC}}{\tilde{h}_{AC}} \right) \text{ при } f = 2000 \text{ МГц}$$

Для крупных городов коэффициент «высота - усиление антенны АС», не зависит от частоты и при $h_{AC} > 3$ м остается справедливым соотношение (*).

Модель Окэмуры позволяет для местности, которая не относится к квазигладкой. При этом ожидаемый уровень медианной мощности сигнала с учетом характера местности:

$$p_{mZ}(r) = p_m(r) + K_{Z_{откр}} + K_{Z_H} + K_{Z_{эм}} + K_{Z_x},$$

где $K_{Z_{откр}}$ – поправочный коэффициент для пригородной зоны и открытой местности;

K_{Z_H} – поправочный коэффициент для трассы с наклоном;

$K_{Z_{эм}}$ – поправочный коэффициент для участка «земля-море».

K_{Z_x} – поправочный коэффициент для холмистой местности.

В пригородной зоне потери сигнала при распространении меньше, чем в городе, поскольку в ней ниже здания и меньше препятствий. Как установил Окэмура, эти потери уменьшаются с ростом частоты, т.е. коэффициент $K_{Z_{откр}}$ растет. Его значения можно определить по табл. 7.1.

Табл. 7.1. Поправочный коэффициент

f , МГц	$K_{Z_{откр}}$, дБ	
	Пригород	Открытая местность
400	8	24
1000	10	30

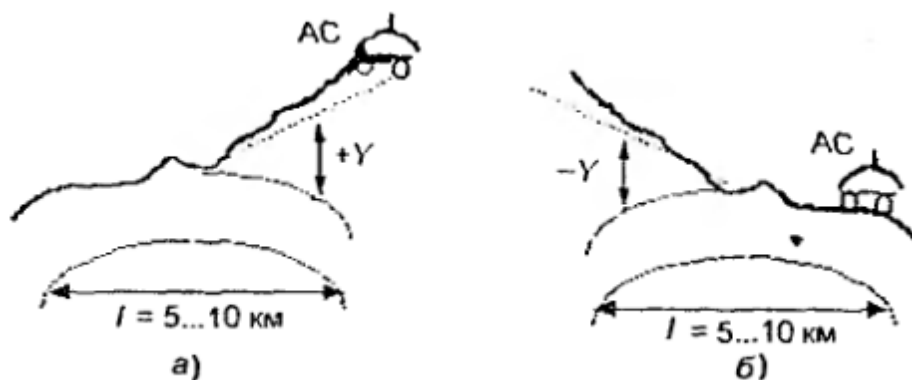


Рис. 7.4. К определению угла наклона местности

Под трассами с наклоном подразумевают трассы, на которых рельеф плавно понижается (или повышается) на расстоянии 5 км и более. Для нее определяют средний угол наклона Y (рис. 7.4 а). Угол считается отрицательным, если АС расположена на нижнем участке трассы (рис. 7.4 б). В этом случае дополнительный рост или потери мощности сигнала при его распространении нужно учитывать с помощью коэффициента K_{zn} (рис. 7.5).

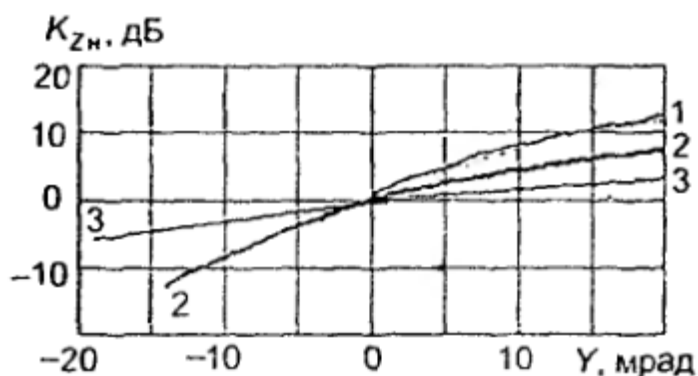


Рис. 7.5. Коэффициент, учитывающий влияние наклона местности:
1 – $r > 60$ км, 2 – $r > 30$ км, 3 – $r < 10$ км

Мощность сигнала возрастает, если трасса пересекает водную поверхность. Коэффициент K_{zn} зависит от отношения $b = \frac{r_B}{r}$, где r_B – протяженность трассы над водой. Кривая 1 на рис. 11.6 определяет K_{zn} для случая, когда водная поверхность ближе к приемной станции, кривая 2 – к передающей.

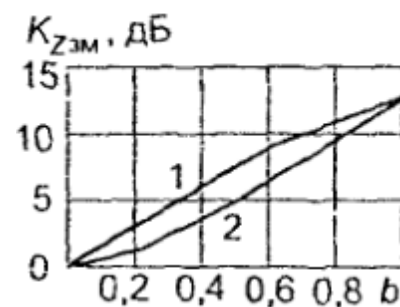


Рис. 7.6. Коэффициент «земля-море»

При распространении сигнала над холмистой поверхностью потери распространения увеличиваются по сравнению со случаем квазигладкой местности. Значение K_{zx} (рис. 7.6) зависит от Δh – средней, высоты неровностей, которая может быть определена по рис. 7.6 а как разность

между высотами $h(90\%)$ и $h(10\%)$. Здесь $h(90\%)$ и $h(10\%)$ – значения высот местности на трассе протяженностью около 10 км, превышаемые в 90% и 10% точек профиля соответственно.

Значения Δh определяют по табл. 7.2. Условие квазигладкой местности нарушается при $\Delta h > 20$ м.

Табл. 7.2. Тип местности в зависимости от высоты

Тип местности	Δh , м	Тип местности	Δh , м
Слегка холмистая равнина	20..40	Горы	150..300
Холмистая равнина	40..80	Высокие горные массивы	300..700
Холмы	80..150	Очень высокие горные массивы	свыше 700

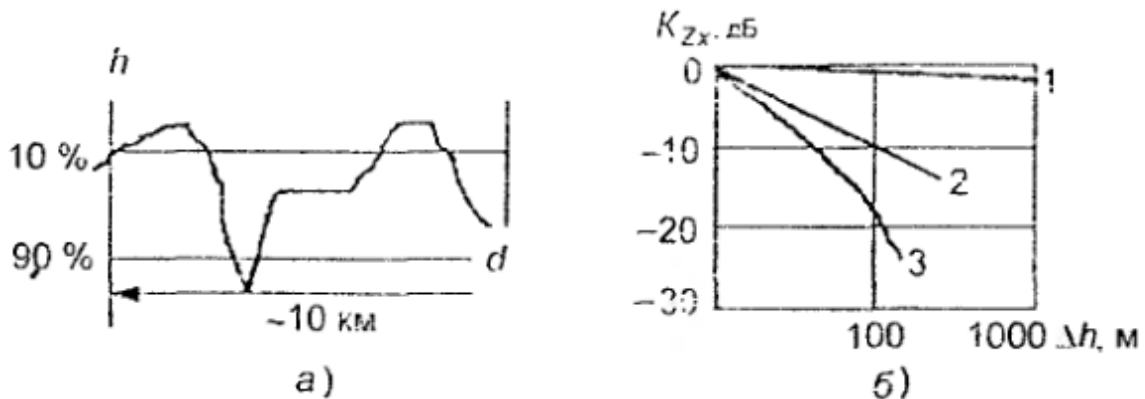


Рис. 7.7. К оценке влияния холмистости местности: а – к оценке поверхности, б – поправочной коэффициент для АС (1 – у вершины холмы, 2 – промежуточное положение, 3 – у основания холма)

Влияние расстояния. В общем случае при удалении АС от БС мощность сигнала, принятого на АС, уменьшается по закону:

$$P_M = K_0(R^*) \left(\frac{r}{R^*} \right)^{-n}$$

где $P_M(r) = 10^{0,1 P_M(r)}$;

n – показатель затухания,

$R^* = 1$ км – эталонная длина трассы;

$$K_0(R^*) = P_M(R^*) = 10^{0,1 P_M(R^*)}.$$

Для свободного пространства $n = 2$. В городских условиях ослабление сигнала гораздо больше, и показатель затухания, полученный на основании обработки результатов измерений Ока мур, зависит от расстояния до АС и высоты антенны БС, как показано на рис. 7.8.

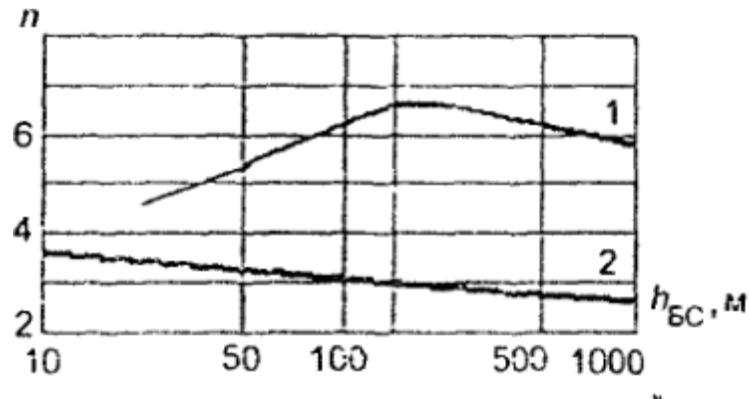


Рис. 7.8 Показатель затухания: 1 – $40 < r < 100$ (км), 2 – $1 < r < 15$ (км)

Если расстояние между БС и АС не превышает 15 км. то показатель степени $n = 4$ при малой высоте антенны БС; при больших высотах $n \approx 2,5$, т.е. приближается к значению для свободного пространства. Если же $r > 40$ км, то уровень сигнала резко падает с увеличением расстояния.

В большинстве задач принимают $n = 4$ в условиях городской застройки. В таком случае вместо УММС рассчитывается по формуле:

$$P_M = K_0 r^{-4},$$

где $K_0 = P_M(1)$ – медианная мощность сигнала на расстоянии 1 км от БС, r – расстояние между БС и АС, выраженное в километрах.

Влияние рабочей частоты. Сигнал в городе испытывает большее ослабление, чем в свободном пространстве. С ростом рабочей частоты эта тенденция усиливается. В данной задаче удобно представить УММС как:

$$P_M(f) = K_F f^{-(2+m)}$$

где K_F – коэффициент пропорциональности, значение которого можно определить при энергетическом расчете аналогично K_0 ;

m – показатель, установленный экспериментальным путем.

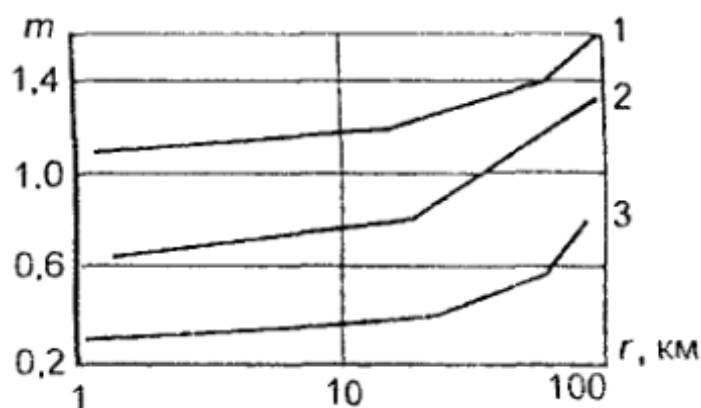


Рис. 7.9. К определению показателя m

Для свободного пространства $m = 0$. В остальных случаях он определяется по рис. 7.9, где кривые 1-3 были получены при разных значениях частоты:

- 1 – при $f = 1..2$ ГГц;
- 2 – при $f = 0,5..1$ ГГц;
- 3 – при $f = 100$ МГц.

При $r = 1 \dots 10$ км значение m практически определяют частота, при $r > 10$ км ослабление сигнала с ростом частоты увеличивается и зависит от r .

Экспериментальные результаты Окамуры распространяются на диапазон расстояний $1 \dots 100$ км и диапазон частот от 100 МГц до 3 ГГц.

7.2. Модель Окамуры-Хата

Результаты экспериментальных измерений Окамуры положены в основу модели Хата. Эмпирические зависимости, используемые в модели Окамуры в виде графиков, в этой модели представлены в виде аппроксимирующих их формул. Согласно этой модели представим уровень УММС как:

$$p_M(r) = p_{\Pi} + g_1 + g_2 - a_1 - a_2 - a_{MX}(f, r, h_{AC}, h_{BC})$$

где $a_{MX}(f, r, h_{AC}, h_{BC})$ – суммарное ослабление радиосигнала при распространении для модели Хата при статистическом учете параметров местности (а выражено в децибелах, r – в километрах).

Для города:

$$a_{MX}(f, r, h_{AC}, h_{BC}) = A + B \lg(r)$$

Для пригородной зоны:

$$a_{\text{мх}}(f, r, h_{\text{АС}}, h_{\text{БС}}) = A + B \lg(r) - C$$

Для открытой местности:

$$a_{\text{мх}}(f, r, h_{\text{АС}}, h_{\text{БС}}) = A + B \lg(r) - D$$

Здесь аппроксимирующие коэффициенты:

$$A = A(f, h_1, h_2) = 69,55 + 26,16 \lg(f) - 13,82 \lg(h_{\text{БС}}) - \alpha(h_{\text{АС}})$$

$$B = B(h_{\text{БС}}) = [44,9 - 6,55 \lg(h_{\text{БС}})]$$

$$C = C(f) = 2 \left[\lg \left(\frac{f}{28} \right)^2 \right] + 5,4$$

$$D = D(f) = 4,78 [\lg(f)]^2 - 19,33 \lg(f) + 40,94$$

$\alpha(h_{\text{АС}})$ – параметр, учитывающий влияние высоты антенны АС.

Для крупных городов этот параметр слабо зависит от частоты однако используются две аппроксимирующие формулы:

$$\alpha(h_{\text{АС}}) = 8,28 [\lg(1,54 h_{\text{АС}})]^2 - 1,1, \text{ при } f > 200 \text{ МГц}$$

$$\alpha(h_{\text{АС}}) = 3,2 [\lg(11,75 h_{\text{АС}})]^2 - 4,97, \text{ при } f > 400 \text{ МГц}$$

Для средних и малых городов этот параметр зависит от частоты:

$$\alpha(h_{\text{АС}}) = (1,1 \cdot \lg(f) - 0,7) h_{\text{АС}} - (1,56 \cdot \lg(f) - 0,8)$$

В формулах для аппроксимирующих коэффициентов принято:
 f – частота излучения БС, МГц;

$h_{\text{БС}}$ и $h_{\text{АС}}$ – высоты установки антенн БС и АС.

Модель Хата применяют при изменении значений параметров в пределах, указанных в табл. 7.3.

Табл. 7.3. Области применения модели Хата

Параметр	Область применения модели Хата	
	Основная	Расширенная
Рабочая частота, МГц	150 .. 1500	150 .. 1500
Протяженность трассы, км	1 .. 20	1 .. 80
Высота антенны БС, м	30 .. 200	1,5 .. 400
Высота антенны АС, м	1 .. 10	1 .. 10

Область использования модели Хата меньше области использования модели Окамуры, аппроксимирующие выражения по модели Хата совпадают с результатами Окамуры с точностью до 1 дБ в пределах основной области и

с меньшей точностью в пределах расширенной области. Для предсказания уровня сигнала на трассах короче 1 км существуют другие модели.

Краткие итоги лекции 7

1. В системах подвижной связи для расчетов параметров сигналов базовых станций получили применение статистические методы прогнозирования уровня сигнала, при которых рельеф местности считается случайной величиной.
2. В сотовых системах радиосвязи для характеристики энергетических параметров сигнала используется усреднение по двум параметрам: по времени и расположению. Эта характеристика называется усредненной медианной мощностью.
3. «Квазигладкая трасса» по Окамура – это трасса протяженностью несколько километров, на которой средняя высота неровностей не превышает 20 м.
4. Модель Окамуры предназначена для расчета уровня сигнала на «квазигладкой» местности, учитывает высоты подвеса антенн и частоту несущей, на которой происходит передача, а также тип местности.
5. Модель Окамуры позволяет для местности, которая не относится к «квазигладкой», для расширения модели вводятся дополнительные поправочные коэффициенты.
6. В ходе промежуточных вычислений используются специальные графики, из-за чего модель, предложенная Окамурой, является несколько неудобной в расчетах.
7. Модель Окамуры предполагает анализ с использованием графиков, Модель Окамуры-Хаты – аналитический расчет.
8. Модель Окамуры и Окамуры-Хаты предназначены для прогнозирования сигнала при расчете сот обслуживания, имеющих протяженность от километра до нескольких десятков.
9. В случае если зона обслуживания составляет менее одного километра, используются модели, отличные от Окамуры и Окамуры-Хаты.
10. Чем выше установлены антенны базовой станции, тем больше уровень принимаемого сигнала.

Вопросы по лекции 7

1. Для чего прогнозируют уровни радиосигнала в системах подвижной радиосвязи?
2. В чем различие между детерминированного и статистического подхода к расчету энергетических параметров?
3. Дайте определение усредненной медианной мощности (УММС).
4. Что такое квазигладкая местность по Окамура?
5. Приведите таблицу соответствия типа местности от средней высоты неровностей по классификации Окамура.
6. Как влияет высота подвеса антенны на уровень УММС?
7. Как влияет рабочая частота на УММС в условиях городской застройки?
8. В чем состоит отличие модели Окамура от модели Окамура-Хата?
9. Приведите формулы расчета УММС по модели Окамура-Хата.
10. Для каких расстояний между АС и БС модели Окамура и Окамура-Хата дают удовлетворительные результаты?

Раздел 5. СИСТЕМА GSM

Лекция 8. СТРУКТУРА СИСТЕМЫ GSM

Краткая аннотация лекции: приведены элементы и устройства в системе GSM, описание механизма аутентификации, хендвера и роуминга, описан способ борьбы с межсимвольной интерференцией на основе эквалайзинга.

Цель лекции: изучить функции элементов и устройств в системе GSM, основы управления соединением между мобильной и базовой станцией и между базовыми станциями.

8.1. Структура системы GSM (Global System for Mobile Communications)

Стандарты сотовой связи второго поколения нашли широкое распространение не только на территории России, но и в других странах. Самым известным стандартом 2G является GSM (Global System for Mobile Communications – Глобальная система мобильной связи). Около 80% сетей сотовой связи по всему миру построены по этому стандарту.

Разработка стандарта GSM началась еще в 1982 году организацией по стандартизации CEPT (European Conference of Postal and Telecommunications Administrations). В 1991 году в Финляндии была введена в эксплуатацию первая в мире сеть GSM. Уже к концу 1993 года число абонентов, использующих этот стандарт, перевалило за миллион. К этому времени сети GSM были развернуты в 73 странах мира.

Сети стандарта GSM позволяют предоставлять широкий перечень услуг:

- Голосовые соединения
- Услуги передачи данных (до 384 кбит/сек благодаря технологии EDGE)
- Передача коротких текстовых сообщений (SMS)
- Передача факсов
- Голосовая почта
- Конференцсвязь и мн. др.

Основные элементы, входящие в состав системы GSM, представлены на рис. 8.1.

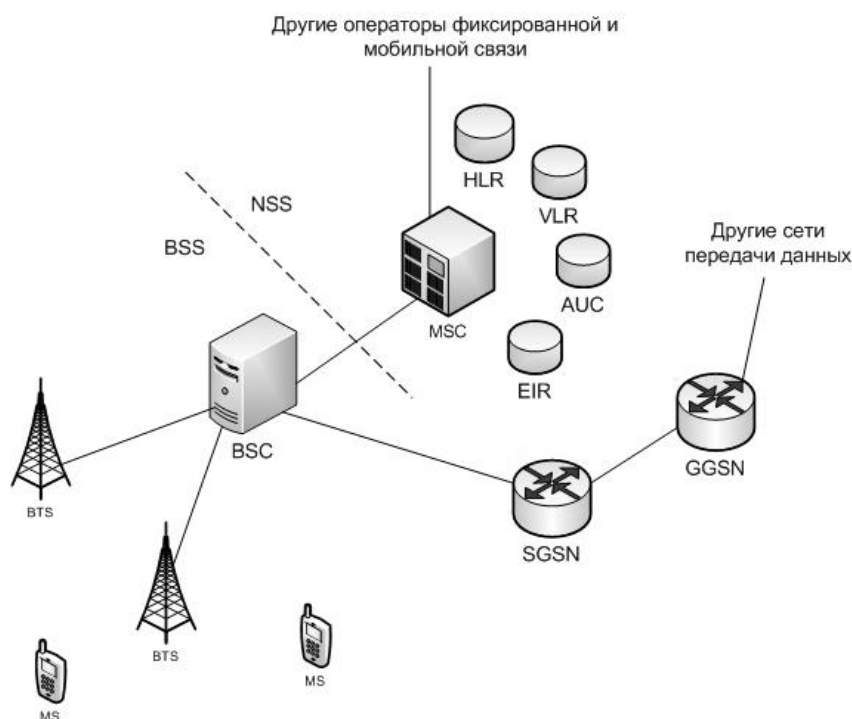


Рис. 8.1. Структура системы сотовой связи стандарта GSM

Сеть GSM делится на 2 системы. Каждая из этих систем включает в себя ряд функциональных устройств, которые, в свою очередь являются компонентами сети мобильной радиосвязи.

Данными системами являются:

- Система коммутации – Network Switching System (NSS)
- Система базовых станций – Base Station System (BSS)

Система NSS выполняет функции обслуживания вызовов и установления соединений, а также отвечает за реализацию всех назначенных абоненту услуг. NSS включает в себя следующие функциональные устройства:

- Центр коммутации мобильной связи (MSC)
- Домашний регистр местоположения (HLR)
- Визитный регистр местоположения (VLR)
- Центр аутентификации (AUC)
- Регистр идентификация абонентского оборудования (EIR).

Система BSS отвечает за все функции, относящиеся к радиоинтерфейсу. Эта система включает в себя следующие функциональные блоки:

- Контроллер базовых станций (BSC)

- Базовую станцию (BTS)

MS (т.е. телефон абонента) не принадлежит ни к одной из этих систем, но рассматривается как элемент сети.

8.2. Аутентификация SIM-модуля

В стандарте GSM используется алгоритм формирования ключа шифрования A8 для обеспечения конфиденциальности передаваемой по радиоканалу. A8 является одним из алгоритмов обеспечения секретности разговора в GSM вместе с A5 и A3. Его задача — генерация сеансового ключа Kс для потокового шифрования информации в канале связи между сотовым телефоном (MS — Mobile Station) и базовой станцией (BTS — Basic Transmitter Station) после аутентификации.

Механизм аутентификации

Для исключения несанкционированного использования ресурсов системы связи вводятся механизмы аутентификации. У каждого подвижного абонента есть стандартный модуль подлинности абонента (SIM-карта), которая содержит:

- международный идентификационный номер подвижного абонента (IMSI — International Mobile Subscriber Identity)
- свой индивидуальный 128-битный ключ аутентификации (K_i)
- алгоритм аутентификации (A3), и генерации сеансового ключа (A8).

Ключ аутентификации пользователя K_i уникален и однозначно связан с IMSI, оператор связи по значению IMSI «умеет» определять K_i и вычисляет ожидаемый результат. От несанкционированного использования SIM защищена вводом индивидуального идентификационного номера (PIN-код — Personal Identification Number), который присваивается пользователю вместе с самой картой.

Процедура проверки подлинности абонента показана на рис. 8.2.

Базовая станция генерирует случайный номер (RAND) и передаёт его на мобильное устройство. В SIM-карте происходит вычисление значения отклика (SRES — Signed Response) и сеансового ключа, используя RAND, K_i и алгоритмы A3, A8. Мобильное устройство вычисляет SRES и посылает его на базовую станцию, которая сверяет его с тем, что вычислила сама. Если оба

значения совпадают, то аутентификация пройдена успешно и мобильное устройство получает от сети команду войти в шифрованный режим работы.

Ключ K_i также не передаётся по радиоканалу. Подвижная станция и сеть вычисляют их отдельно друг от друга.

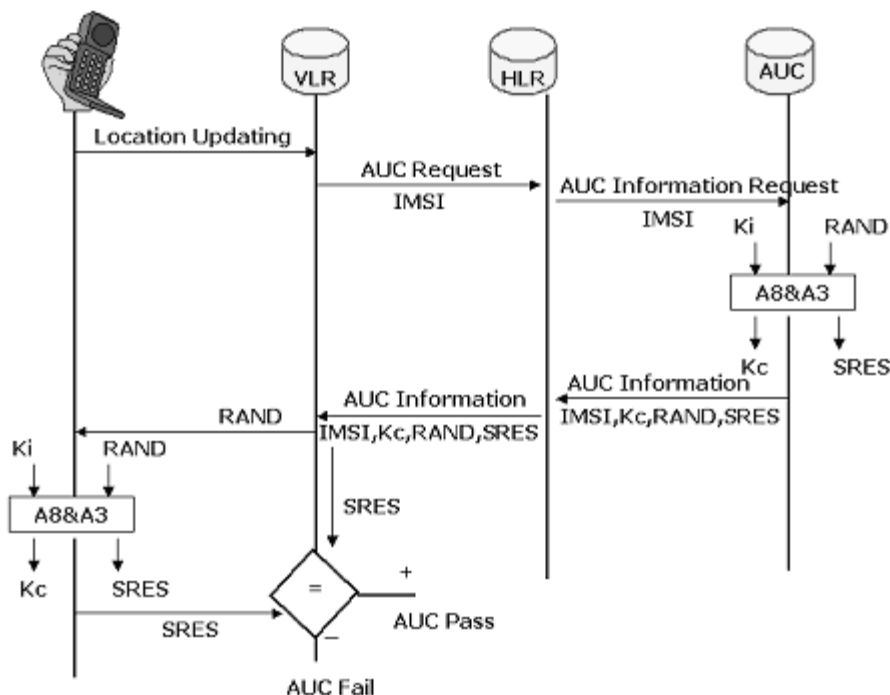


Рис. 8.2 Схема аутентификации для сетей GSM

8.3. Идентификация абонентского оборудования (Equipment Identity Register)

EIR – регистр идентификации абонентского оборудования. Он относится к NSS (Система коммутации) сетей стандартов GSM и UMTS. Представляет собой базу данных с информацией об оборудовании абонентов с указанием: можно ли данному оборудованию зарегистрироваться в сети или нет.

В EIR хранятся три списка (белый, серый и черный) с IMEI (international mobile equipment identity) – идентификаторами оборудования абонентов. Наличие IMEI в белом списке разрешает доступ в сеть безоговорочно. Оборудование из серого списка будет допущено в сеть, но будет непрерывно отслеживаться во время его нахождения в сети. Черный список предназначен для хранения IMEI аппаратов, которым в сеть доступ запрещен. Исходя из этого, назначение EIR очевидно: оказать помощь

правоохранительным органам в поиске и отслеживании абонентов и украденного оборудования.

Во всем мире лишь один оператор установил EIR на своей сети. Причина такой непопулярности заключается в высокой стоимости оборудования, что, естественно, не выгодно операторам сотовой связи. Попытки обязать операторов устанавливать EIR предпринимались в разных странах, однако остались тщетными. Еще одной причиной, почему EIR не используется в нашей и большинстве других стран – это установка на сеть другого специализированного оборудования, получившего в русском языке название СОРМ (система оперативно-розыскных мероприятий). Этот элемент никак не описан в телекоммуникационных спецификациях 3GPP, IMT и т.п., и стандартизируется специальными отраслевыми документами. СОРМ предоставляет гораздо больше возможностей по слежению за абонентами для правоохранительных служб. Его установка в России обязательна для всех операторов сотовой связи.

8.4. Handover (Хэндовер)

Хэндовер (англ. Handover) — в сотовой связи процесс передачи сессии абонента от одной базовой станции к другой.

В сотовой связи может быть несколько причин для проведения передачи сессии:

- когда телефон уходит с зоны покрытия одной ячейкой сети и входит в зону покрытия другой ячейкой. Хэндовер позволяет абонентам не быть привязанным к какой-либо географической точке и дает возможность передвигаться в пределах сети оператора без разрыва соединения;
- когда ёмкость сети в текущей ячейке израсходована при существовании нового звонка с телефона, который находится в зоне, перекрытой другой ячейкой, передаётся к этой ячейке в порядке освобождения ёмкости первой ячейки для других ее пользователей, которые могут быть соединены только с первой ячейкой;
- в не-CDMA сетях, когда канал используемый телефоном зашумлён помехами другого телефона, использующего тот же канал в другой ячейке, звонок передаётся другому каналу в той же ячейке или другому

каналу в другой ячейке для устранения помех;

– в не-CDMA сетях, когда изменяется поведение пользователя, то есть когда пользователь, быстро изменяющий местоположение, подключённый к большой зонтообразной ячейке, останавливается, звонок может быть передан макроячейке или даже микроячейке для освобождения ёмкости большой сети для других быстро передвигающихся абонентов и для уменьшения потенциальных помех другим ячейкам или пользователям. Это работает и в противоположной ситуации, когда абонент передвигается быстрее определенного порога, звонок может быть передан большей ячейке для уменьшения частоты передач.

Процесс передачи сессии может быть инициирован при переходе пользователя из зоны покрытия одной ячейки в зону покрытия другой. В случае использования традиционного метода "жёсткого" хендвера соединение с текущей ячейкой прерывается, после чего создаётся соединение с новой ячейкой. Этот метод известен как "break-before-make" хендвер. Так как все ячейки в CDMA используют общие частоты, возможно создание соединения с новой ячейкой без прерывания соединения с предыдущей. Этот метод также известен как "make-before-break" или "мягкий" хендвер. Мягкие хендверы требуют меньших мощностей, что уменьшает интерференцию и увеличивает возможности нагрузки.

8.5. Роуминг

Термин «роуминг» переводится как «бродить» и является процедурой предоставления услуг сотовой связи абоненту одного оператора в системе другого оператора.

Упрощенная схема роуминга выглядит следующим образом:

Абонент на территории «чужой» системы делает вызов обычным образом. Центр коммутации, определяя, что абонент не значится в его системе, запрашивает информацию в «родной для абонента» системе для установления соединения. Если абонент остается в «чужой системе», то эти данные не стираются, чтобы повторно не проводить запрос, чтобы устанавливать соединение. По возвращению в «родную систему», в гостевой системе информация стирается.

8.6. Эквалайзинг

Эквалайзинг – это метод, используемый в системах с временным разделением каналов для компенсации межсимвольных искажений. Термин «эквалайзинг» пришел из английского языка и буквально переводиться как выравнивание. А выравнивание происходит «неидеальной» импульсной характеристики, которая возникает из-за многолучевости (межсимвольной интерференции). Эквалайзинг по своей сути представляет собой адаптивный фильтр, настраиваемый таким образом, чтобы из сигнала, прошедший многолучевой канал, на выходе был максимально похож на первоначально передаваемый сигнал.

Существенный вклад к развитие теории эквалайзинга внес американский ученый Прокис.

Простейшая реализация эквалайзера – это трансверсальный фильтр.

Приведем простейший пример определения структуры фильтра-эквалайзера.

По известному тест-сигналу производится оценка ИХ канала, обозначим ее как:

$$h(t) = \sum_{i=0}^K b_i \cdot \delta(t - i\tau),$$

где δ - дельта-функция,

τ - период следования импульсов.

Импульсная характеристика фильтра-эквалайзера должна быть выбрана таким образом, чтобы сигнал, пройдя канал и эквалайзер имел ту же самую форму, что и на передаваемой стороне, с точностью до времени задержки:

$$h(t) * h_{\text{э}}(t) \rightarrow \delta(t - \tau_3).$$

Пример:

$$\text{Пусть } h(t) = 1 \cdot \delta(t) + 0,5 \cdot \delta(t - \tau).$$

Импульсная характеристика фильтра $h_{\text{э}}(t)$ для такого канала (! не сигнала):

$$h_{\text{э}}(t) = 1 \cdot \delta(t) - 0,5 \cdot \delta(t - \tau) + 0,25 \cdot \delta(t - 2\tau) - 0,125 \cdot \delta(t - 3\tau).$$

Тогда результирующая характеристика канала и эквалайзера будет:

$$h(t) * h_{\text{э}}(t) = 1 \cdot \delta(t) - 0,0625 \cdot \delta(t).$$

Временные диаграммы и характеристики фильтров, показывающие работу эквалайзера, представлены на рис. 8.3-8.5.

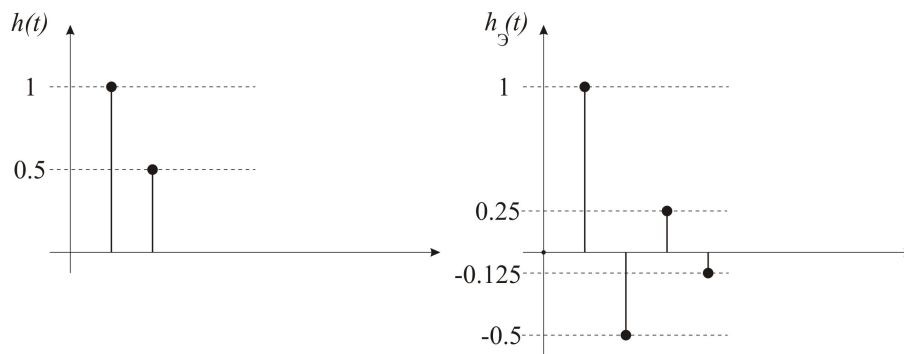


Рис. 8.3. Импульсные характеристики канала и эквалайзера

Сигнал, который проходит через такой канал пусть будет равен $s(t) = 1$. После прохождения канала связи будет сигнал $s * h(t) = 1 \cdot \delta(t) + 0,5 \cdot \delta(t - \tau)$.

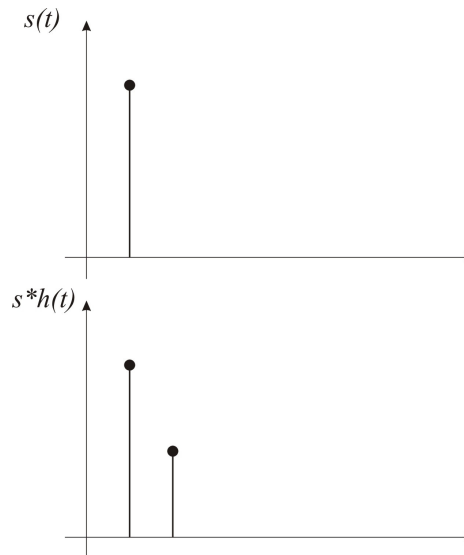


Рис. 8.4. Сигнал после прохождения канала

После восстановления эквалайзером, сигнал будет иметь форму согласно рис. 8.5.

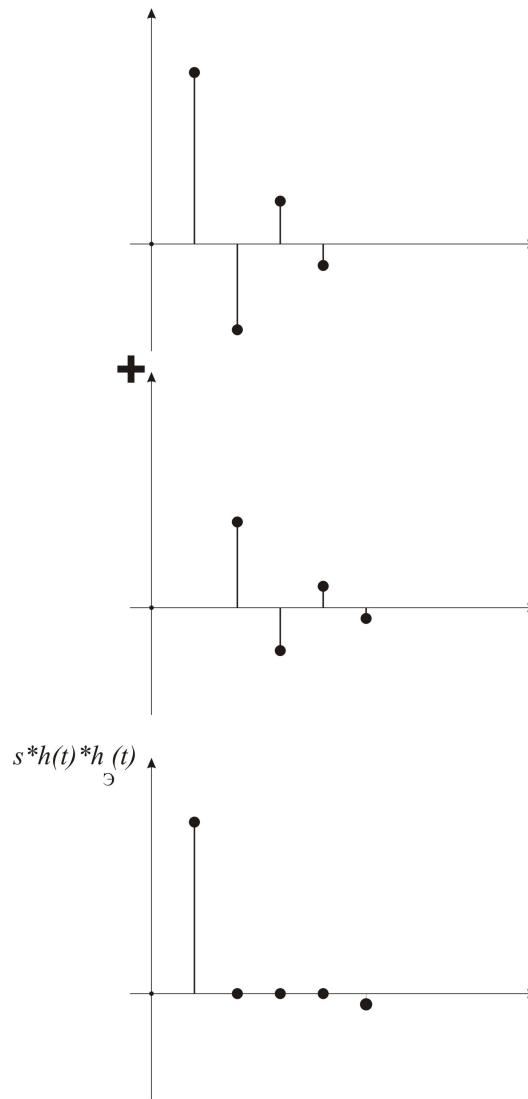


Рис. 8.5. Сигнал после прохождения канала и эквалайзера

Существует проработанная теория построения адаптивных фильтров-эквалайзеров, которые не ограничиваются таким простым построением, а учитывают наличие в канале шумов, а также позволяют принимать решения с цепью обратной связи. Однако, существует серьезный недостаток, связанный с тем, что для некоторых каналов невозможно подобрать характеристику фильтра, который бы его исправил, например:

$h(t) = 1 \cdot \delta(t) + 1 \cdot \delta(t - \tau)$, для такого ИХ, вид ИХ эквалайзера должен быть:

$h_3(t) = 1 \cdot \delta(t) - 1 \cdot \delta(t - \tau) + 1 \cdot \delta(t - 2\tau) - 1 \cdot \delta(t - 3\tau) + \dots$

Другими словами исправить такую «плохую» характеристику нельзя. Поэтому, в случае радиоканалов, используют алгоритмы демодуляции, наиболее распространенный – алгоритм Витерби, а также разработанный в нашем институте ПЦППР (приема в целом с поэлементным принятием решения) – или алгоритм Кловского-Николаева.

8.7. Скачки по частоте

Использование скачков по частоте является одним из методов расширения спектра, принципиально отличающимся от метода расширения спектра за счет модуляции прямой последовательностью, которая используется в CDMA.

Идея метода скачков по частоте состоит в том, что несущая частота для каждого физического канала периодически изменяется, то есть каждый физический канал переводится на новый частотный канал. Поскольку реелевские замирания являются частотно-селективными, то если при работе на некоторой частоте имело место замирание, при изменении рабочей частоты на 100..300 кГц замираний с высокой вероятностью не будет. При достаточно частых изменениях частоты существенно снижается вероятность длительных замираний, а в сочетании с перемежением снижается вероятность групповых ошибок, а одиночные ошибки устранил канальное кодирование.

Различают медленные и быстрые скачки по частоте. При медленных скачках период изменения частоты много больше длительности символа, а при быстрых – много меньше. В практике сотовой связи применение скачков по частоте предусмотрено стандартом GSM – используются медленные скачки с переключением частоты в каждом очередном кадре. Если учесть, что в кадре каждому физическому каналу соответствует один слот, то для любого из физических каналов такая частота скачков эквивалентна сменен частотных каналов с частотой слотов.

Режим работы со скачками по частоте не является обязательным и назначается по команде с центра коммутации.

Краткие итоги лекции 8

1. Системы GSM делится на две подсистемы: систему коммутации (NSS) и систему базовых станций (BSS).
2. Системы коммутации (NSS) отвечают за управлением процессов, связанных с обслуживанием вызовов
3. Системы базовых станций (BSS) отвечают за функции радиointерфейса.
4. Для доступа мобильных устройств к системе связи производится аутентификация SIM-модуля.

5. Проверка подлинности абонента производится в базовой станции по зашифрованным данным, вычисленным по идентификационному номеру подвижного абонента (IMSI), хранимого в SIM-карте, по ключу аутентификации, который известен в SIM-карте и базовой станции.
6. В ходе аутентификации передачи IMSI и ключа шифрования не производится по радиоканалам.
7. Для обеспечения непрерывной связи при перемещении между ячейками сотовой системы специально предусмотрена процедура, которая получила название хендовер.
8. Для организации связи на территории не своего оператора связи предусмотрена процедура, получившая название роуминг.
9. Суть роуминга состоит в том, что прием сигналов связи происходит через оборудование «чужого» оператора, который пересылает его «родному» оператору, который и осуществляет все дальнейшие действия по организации связи.
10. Для повышения качества связи в сотовых системах GSM широко используются адаптивные корректоры (эквалайзеры) для исправления характеристик канала.
11. Для борьбы с замираниями в GSM используются медленные скачки по частоте.

Вопросы по лекции 8

1. Перечислите элементы, входящие в состав системы GSM.
2. Какие функциональные устройства присутствуют в системе коммутации (NSS) и в системе базовых станций (BSS)?
3. Опишите процесс аутентификации SIM-модуля.
4. Что такое белый, серый и черный список?
5. Дайте определение handover (хэндовер)?
6. В каких случаях используется handover?
7. Чем отличаются «жесткий» и «мягкий» handover?
8. Что такое роуминг?
9. Опишите схему предоставления абонентам роуминга.
10. Дайте определение эквалайзингу.
11. Для каких целей используется эквалайзинг?

12. В чем состоит идея использования скачков по частоте?

13. Что такое медленные и быстрые скачки по частоте?

Упражнения

1. Приведите пример расчета фильтра по эквалайзингу для импульсной характеристики канала: $h(t) = 1 \cdot \delta(t) + 0,6 \cdot \delta(t - \tau)$ с точностью до пятого отчета.
2. Приведите пример расчета фильтра по эквалайзингу для импульсной характеристики канала: $h(t) = 1 \cdot \delta(t) + 0,4 \cdot \delta(t - \tau)$ с точностью до пятого отчета.

Лекция 9. УСТРОЙСТВО ПОДВИЖНОЙ И БАЗОВОЙ СТАНЦИИ

Краткая аннотация лекции: приведены элементы и устройства подвижной и базовой станций, описание преобразований речевого сигнала для формирования канального на передачу и восстановления речевого сигнала из канального.

Цель лекции: изучить функции элементов и устройств подвижной и базовых станций, физические процессы преобразования речевого сигнала в канальный и обратно.

9.1. Подвижная станция

Блок-схема цифровой подвижной станции (ПС) приведена на рис. 9.1. В ее состав входят:

- блок управления;
- приемопередающий блок;
- антенный блок.

Блок управления включает в себя микротелефонную трубку (микрофон и динамик), клавиатуру и дисплей. Клавиатура служит для набора номера телефона вызываемого абонента, а также команд, определяющих режим работы ПС. Дисплей служит для отображения различной информации, предусматриваемой устройством и режимом работы станции.

Приемопередающий блок состоит И1 передатчика, приемника, синтезатора частот и логического блока.

В состав передатчика входят:

- АЦП – преобразует в цифровую форму сигнал с выхода микрофона и вся последующая обработка и передача сигнала речи производится в цифровой форме;
- кодер речи – осуществляет кодирование сигнала речи, т.е. преобразование сигнала, имеющего цифровую форму, по определенным законам с целью сокращения его избыточности;
- кодер канала – добавляет в цифровой сигнал, получаемый с выхода кодера речи, дополнительную (избыточную) информацию, предназначенную для защиты от ошибок при передаче сигнала по линии связи; с той же целью информация подвергается определенной переупаковке (перемежению); кроме того, кодер канала вводит в состав передаваемого сигнала информацию управления, поступающую от логического блока;

- модулятор – осуществляет перенос информация кодированного видеосигнала на несущую частоту.

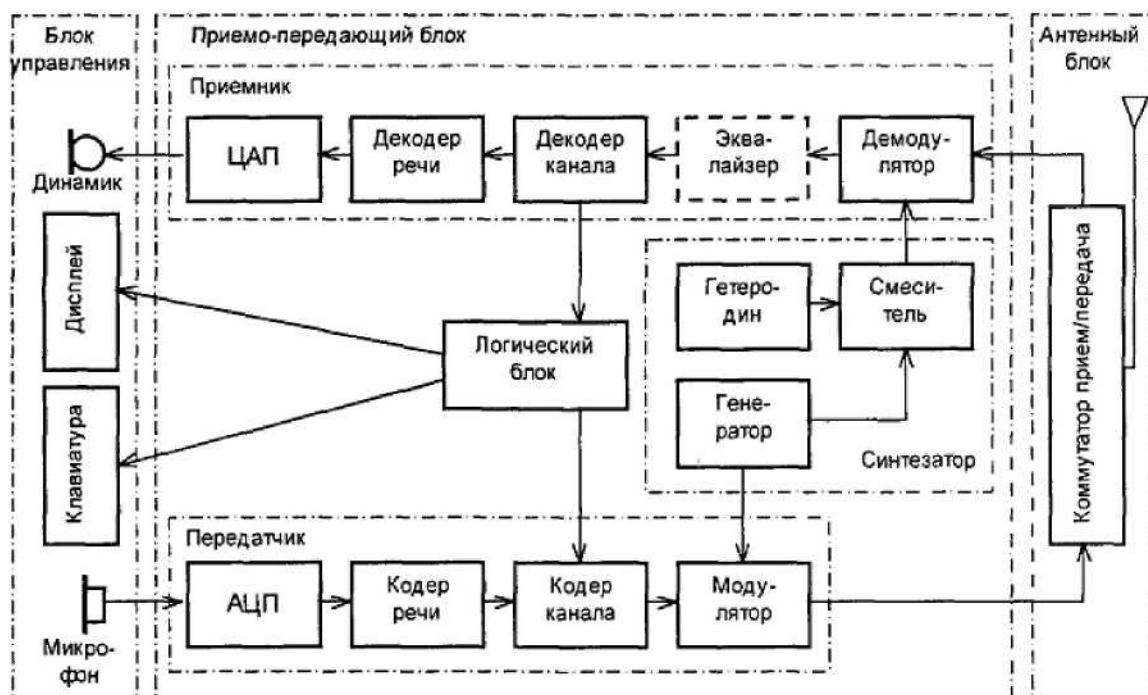


Рис. 9.1. Блок-схема подвижной станции

Приемник по составу соответствует передатчику, но с обратными функциями входящих в него блоков:

- демодулятор – выделяет из модулированного радиосигнала кодированный видеосигнал, несущий информацию;
- декодер канала – выделяет из входного потока управляющую информацию и направляет ее на логический блок;
- принятая информация проверяется на наличие ошибок, и выявленные ошибки исправляются;
- до последующей обработки принятая информация подвергается обратной (по отношению к кодеру) переупаковке;
- декодер речи – восстанавливает поступающий на него с кодера канала сигнал речи, переводя его в естественную форму, со свойственной ему избыточностью, но в цифровом виде;
- ЦАП – преобразует принятый цифровой сигнал речи в аналоговую форму и подает его на вход динамика;
- эквалайзер – служит для частичной компенсации искажений сигнала вследствие многолучевого распространения, по существу, он

является адаптивным фильтром, настраиваемым по обучающей последовательности символов, входящей в состав передаваемой информации. Блок эквалайзера не является функционально необходимым и в некоторых случаях может отсутствовать.

Логический блок – это микрокомпьютер, осуществляющий управление работой ПС. Синтезатор является источником колебаний несущей частоты, используемой для передачи информации по радиоканалу. Наличие гетеродина и преобразователя частоты обусловлено тем, что для передачи и приема используются различные участки спектра (дуплексное разделение по частоте).

Антенный блок включает в себя антенну (в простейшем случае четвертьволновой штырь) и коммутатор прием/передача. Последний для цифровой станции может представлять собой электронный коммутатор, подключающий антенну либо на выход передатчика, либо на вход приемника, так как ПС цифровой системы никогда не работает на прием и передачу одновременно.

Блок-схема подвижной станции (рис. 9.1) является упрощенной, на ней не показаны усилители, селектирующие цепи, генераторы сигналов синхрочастот и цепи их разводки, схемы контроля мощности на передачу и прием и управления ею, схема управления частотой генератора для работы на определенном частотном канале и т.п. Для обеспечения конфиденциальности передачи информации в некоторых системах возможно использование режима шифрования; в этих случаях передатчик и приемник ПС включают соответственно блоки шифратора и дешифратора сообщений. В ПС системы GSM предусмотрен специальный съемный модуль идентификации абонента (Subscriber Identity Module – SIM). Подвижная станция системы GSM включает также детектор речевой активности (Voice Activity Detector), который с целью экономного расходования энергии источника питания (уменьшения средней мощности излучения), а также снижения уровня помех, создаваемых для других станций при работающем передатчике, включает работу передатчика на излучение только на те интервалы времени, когда абонент говорит. На время паузы в работе передатчика в приемный тракт дополнительно вводится комфортный шум. В необходимых случаях в ПС могут входить отдельные терминальные устройства, например

факсимильный аппарат, в том числе подключаемые через специальные адаптеры с использованием соответствующих интерфейсов.

Блок-схема аналоговой ПС проще рассмотренной цифровой за счет отсутствия блоков АЦП/ЦАП и кодеков, но сложнее за счет более громоздкого дуплексного антенного переключателя, поскольку аналоговой станции приходится одновременно работать на передачу и на прием.

9.2. Базовая станция

Блок-схема ВС приведена на рис. 9.2. Особенностью БС является использование разнесенного приема, для чего станция должна иметь две приемные антенны. Кроме того, БС может иметь отдельные антенны на передачу и на прием (рис. 9.2 соответствует этому случаю). Другая особенность – наличие нескольких приемников и такого же числа передатчиков, позволяющих вести одновременную работу на нескольких каналах с различными частотами.

Одноименные приемники и передатчики имеют общие перестраиваемые опорные генераторы, обеспечивающие их согласованную перестройку при переходе с одного канала на другой; конкретное число N приемопередатчиков зависит от конструкции и комплектации БС. Для обеспечения одновременной работы N приемников на одну приемную и N передатчиков на одну передающую антенну между приемной антенной и приемниками устанавливается делитель мощности на N выходов, а между передатчиками и передающей антенной – сумматор мощности на N входов.

Приемник и передатчик имеют ту же структуру, что и в ПС, за исключением того, что в них отсутствуют ЦАП и АЦП, поскольку и входной сигнал передатчика, и выходной сигнал приемника имеют цифровую форму. Возможны варианты, когда кодеки (либо только кодек речи, либо и кодек речи, и канальный кодек) конструктивно реализуются в составе ЦК, а не в составе приемопередатчиков БС, хотя функционально они остаются элементами приемопередатчиков.

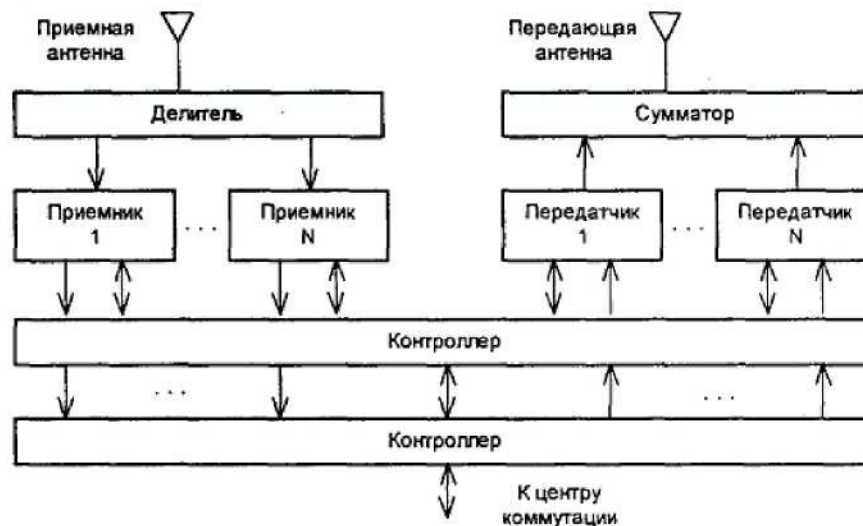


Рис. 9.2. Блок-схема базовой станции

Блок сопряжения с линией связи осуществляет упаковку информации, передаваемой по линии связи на ЦК, и распаковку принимаемой от него информации. Для связи БС с ЦК обычно используется радиорелейная или волоконно-оптическая линия, если они не располагаются территориально в одном месте.

Контроллер БС (компьютер) обеспечивает управление работой станции, а также контроль работоспособности всех входящих в нее блоков и узлов.

Для обеспечения надежности многие блоки и узлы БС резервируются (дублируются), в состав станции включаются автономные источники бесперебойного питания (аккумуляторы).

В стандарте GSM используется понятие системы базовой станции (СБС), в которую входит контроллер базовой станции (КБС) и несколько (например, до шестнадцати) базовых приемопередающих станций (БППС) – рис. 9.3. В частности, три БППС, расположенные в одном месте и замыкающиеся на общий КБС – могут обслуживать каждая свой 120-градусный азимутальный сектор в пределах ячейки или шесть БППС с одним КБС – шесть 60-градусных секторов. В стандарте D-AMPS в аналогичном случае могут использоваться соответственно три или шесть независимых БС, каждая со своим контроллером, расположенных в одном месте и работающих каждая на свою секторную антенну.



Рис. 9.3. Система базовой станции стандарта GSM

9.3. Принципы формирования сигналов стандарта GSM

Стандарт GSM – Global System of Mobile communication - Всемирная система мобильной связи (иногда эту аббревиатуру расшифровывают как Groupe Special Mobile – группа разработчиков стандарта GSM). Основные технические характеристики стандарта.

- Диапазон частот: 450,4...457,6/460,4...467,6 МГц (GSM-450);
- Диапазон частот: 478,8...486/488,8...496 МГц (GSM-480);
- Диапазон частот: 890...915/935...960 МГц (GSM-900);
- Диапазон частот: 1710...1880/1805...1880 МГц (GSM-1800);
- Разнос между несущими – 200 кГц;
- Количество речевых каналов на несущей – 8 (16 – для GSM-1800);
- Вид модуляции – 0,3 GMSK;
- Скорость преобразования речевого сигнала – 13 (6,5) кбит/с;
- Алгоритм преобразования речевого сигнала RPE-LTP;
- Скорость передачи информации – 270 кбит/с;
- Радиус соты – 0,5...35 км.

В США система сотовой связи стандарта GSM работает в диапазоне 1900 МГц и носит название либо PCS 1900 (Personnel Communication Devices), либо более привычное – GSM-1900. Кроме того, в отличие от европейских стандартов GSM, использующих технологию TDMA-FDMA (временное и частотное разделение каналов с множественным доступом), американский стандарт GSM-1900 функционирует по технологии CDMA (кодовое разделение каналов с множественным доступом). Полосы частот,

указанные в характеристиках стандарта через дробную черту, означают диапазоны передачи: в числителе – от сотового телефона к базовой станции, в знаменателе – от базовой станции к сотовому телефону.

В подборке материалов, посвященных сотовой связи стандарта GSM, будет изложено лишь то, что относится к наиболее распространенным стандартам – GSM-900 и GSM-1800. Как следует из характеристик стандарта, ширина каждой из частотных полос составляет 25 МГц, что обеспечивает 124 канала связи (124 пары частот) с разносом между несущими в 200 кГц. Разнос между частотами передачи и приема каждого канала составляет 45 МГц. Любая базовая станция сотовой связи может обеспечить работу на одной или нескольких несущих частотах, число которых зависит от плотности сети сотовой связи в зоне работы станции.

При этом реализуется принцип множественного доступа с частотным разделением каналов – FDMA (Frequency Division Multiple Access). Использовать же два соседних канала в одной ячейке невозможно. Каждой базовой станции – BS (Base Station) назначают одну или более несущих частот, используя принцип множественного доступа с временным разделением каналов – TDMA (Time Division Multiple Access).

Принцип TDMA предусматривает "расщепление" каждой полосы в 200 кГц на восемь временных интервалов (слотов), которые представляют собой логические каналы связи. Каждый из них определяется собственной частотой и номером кадра (фрейма) слота. Не вдаваясь в детали, отметим, что логический канал состоит из речевого, или Traffic Chanel (TCH), несущего в себе речевую информацию, канала управления и синхронизации (SCH), а также некоторого числа бит кодовой последовательности для коррекции ошибок при приеме сигнала. Канал управления состоит из подканалов, каждый из которых выполняет свои функции в процессе установления связи, ее сеанса и завершения: BCCH, FCCH, SCH, RACH, AGCH.

При использовании восьми слотов "оцифрованная речь" в каждом канале передается короткими пачками (пакетами) импульсов, а терминал GSM передает только 1/8 часть от каждого сообщения (рис. 9.4).

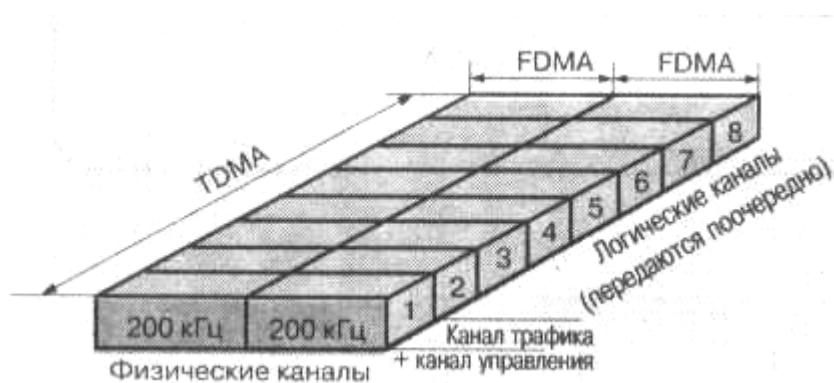


Рис. 9.4. Принцип каналообразования в системе GSM

При использовании восьмислотового кадра TDMA и 248 физических полудуплексных каналов (это 124 канала $\times$ 2) теоретически обеспечивается передача $8 \times 248 = 1984$ логических полу дуплексных каналов на каждую ячейку. Каналы называют полу дуплексными потому, что при соединении двух абонентов их разговор передается поочередно (один говорит, - другой слушает). На самом деле обеспечивается передача только 283 (из расчета $1984/7$) логических полудуплексных каналов на ячейку. Это обусловлено тем, что в каждой ячейке можно использовать только семь пар из общего количества частот (рис. 9.5).

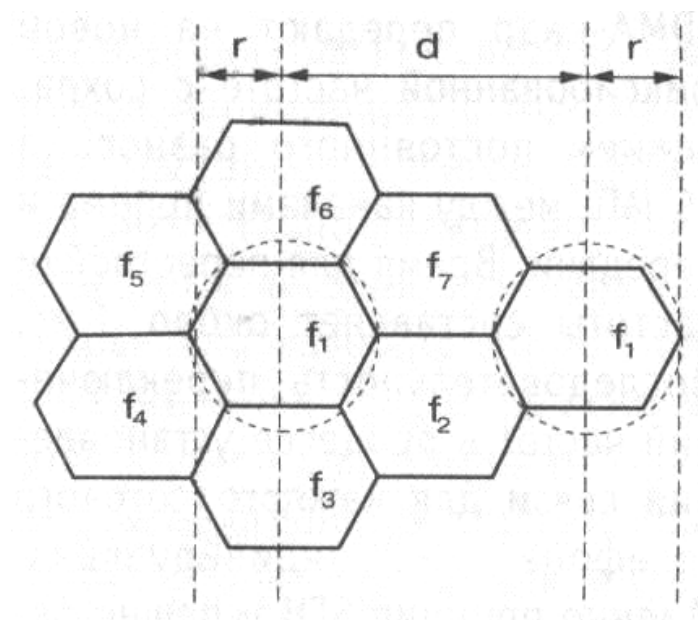


Рис. 9.5. Распределение частот физических каналов между ячейками:
 r -радиус ячейки; d -защитный интервал

Каждый из частотных каналов разделен на 8 временных слотов длиной 0,577 мс (15/26 мс). Эти слоты составляют TDMA-кадр длиной 4,615 мс (120/26 мс). Повторение отдельно взятого временного слота каждые 4,615 мс образует один основной канал (логический канал).

В системах связи стандарта GSM различают два вида каналов – каналы трафика TCH (Traffic Channels) для передачи информации пользователя (речь, данные) и каналы управления, которые в сети резервируют для передачи сообщений при ее обслуживании. Считается, что для передачи речи достаточно скорости 13 кбит/с.

Системы GSM используют "медленную скачкообразную перестройку частоты", или SFH (Slow Frequency Hopping), когда мобильная и базовая станции каждый TDMA-кадр передают на новой фиксированной частоте с сохранением постоянного разнеса в 45 МГц между каналами приема и передачи. Время для перестройки частоты составляет около 1 мс. Последовательность переключений частот в процессе установления связи для каждого сотового телефона – индивидуальна. Именно принцип SFH успешно решает проблему качества связи, которое при многолучевом распространении сигнала может ухудшаться с изменением значения несущей частоты.

9.4. Особенности устройства мобильной станции сотовой связи

В нашем понятии термин "мобильная станция сотовой связи" порой ассоциируется с трубкой сотового телефона – "мобильной". На самом деле это понятие гораздо шире. Мобильные станции (МС), в зависимости от выходной мощности передающих устройств, подразделяют на пять классов в стандарте GSM-900 и два класса – в GSM-1800 (см.табл. 9.1).

Табл. 9.1. Классы стандарта GSM-900

Класс в стандарте GSM-900	Максимальная выходная мощность в GSM-900, Вт/дБм	Класс в стандарте GSM-1800	Максимальная выходная мощность в GSM-1800, Вт
1	20/43	1	1
2	8/39	2	0,25
3	5/37		
4	2/33		
5	0,8/29		

Трубки сотовых телефонов относят к классам 4 и 5 для GSM-900, а также 1 и 2 для GSM-1800. Автомобильные и стационарные сотовые телефоны в стандарте GSM-900 принадлежат к классам 1-3.

На рис. 9.6 представлена структурная схема сотового телефона.

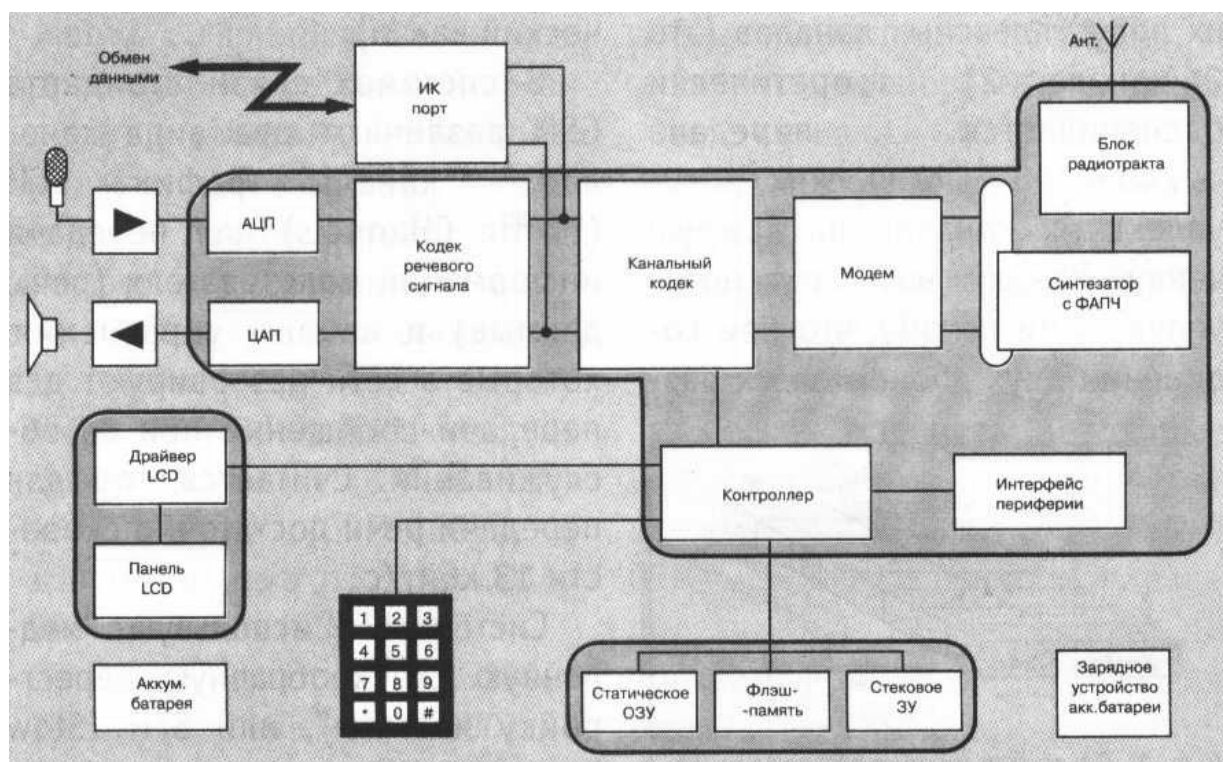


Рис. 9.6. Структурная схема сотового телефона

В состав сотового телефона входят: аналого-цифровой (АЦП) и цифро-аналоговый (ЦАП) преобразователи речевого сигнала, кодек речевого сигнала, канальный кодек, модулятор-демодулятор (модем), синтезатор

частоты с ФАПЧ и собственно радиотракт. Работой узлов трактов приема и передачи, а также устройством индикации управляет контроллер. Кроме того, он коммутирует периферийные устройства, которые могут быть подключены к трубке либо специальным соединительным кабелем, либо посредством инфракрасного или другого (например, BlueTooth) порта.

С помощью клавиатуры набирают номер требуемого абонента, а также обеспечивают доступ к специальным функциям сотового телефона (телефонная книга, передача коротких сообщений, функции ограничения доступа и пр.). Трубка имеет несколько видов памяти – статическое ОЗУ (SRAM), ПЗУ, флэш-память. В качестве последней используют SIM-карту телефона, где хранятся индивидуальные данные о пользователе сотовой связи. На ней также можно записывать и хранить телефонные номера, тем самым расширяя память телефонной книги. Более наглядно принцип обработки речевого сигнала отображен на рис. 9.7.

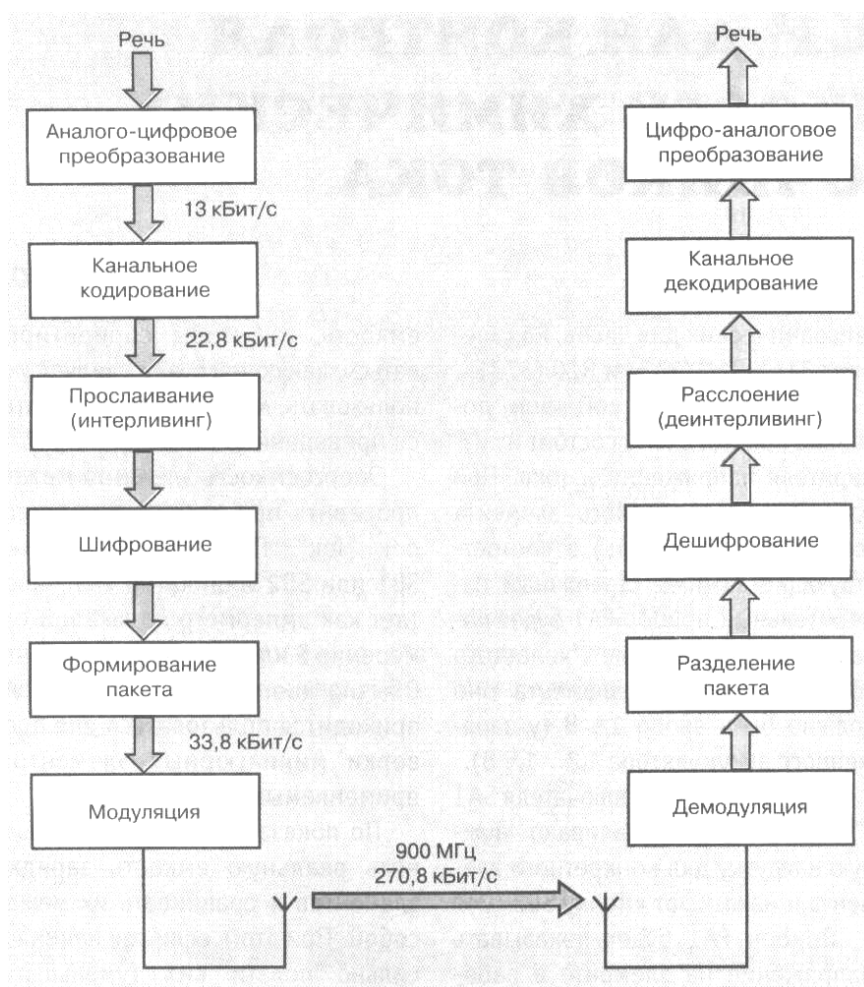


Рис. 9.7. Процессы кодирования и декодирования в сотовой связи GSM телефона

С микрофона речевой сигнал поступает в тракт передачи. Там он на первом этапе сегментируется (разбивается на сегменты длительностью 20 мс), а затем преобразуется в цифровой поток со скоростью 13 кбит/с (один сегмент составляет кодовую последовательность из 260 бит). Поскольку частотный спектр передаваемого сигнала ограничен узкой полосой пропускания радиотракта, речь кодируют по специальному алгоритму LSP-LTP-RPE-кодирования. Следует отметить, что GSM-кодирование оптимизировано исключительно для передачи речи с максимальным качеством.

На втором этапе для безошибочной передачи цифрового кода и исправления ошибок при приеме осуществляется канальное кодирование. Оно обеспечивает надежную связь при потерях не более 12,5% передаваемой информации, в основном обусловленных спецификой распространения радиоволн диапазонов 900 и 1800 МГц. При прослаивании (интерливинге) собирается пакет, включающий, помимо "оцифрованной речи" (канала трафика), и сигналы управления (канал управления).

Шифрование пакетов заключается в выполнении операции "Исключающее ИЛИ" между нормальными пакетами информации и псевдослучайной битовой последовательностью, параметры которой определяются номером кадра TDMA и так называемым цифровым ключом, формируемым при установлении связи. В процессе формирования пакета к цифровому потоку добавляется бинарная информация, что упрощает синхронизацию и коррекцию передаваемого сообщения.

Для модуляции несущей частоты применяется гауссовская частотная манипуляция с минимальным частотным сдвигом (GMSK). Это значительно уменьшает полосу частот излучаемого сигнала при сохранении качества связи. Применение GMSK позволяет использовать усилители мощности передающего устройства класса C (работают в режиме с отсечкой коллекторного тока) – более экономичные, нежели усилители других классов.

Также важно знать, что для повышения эффективности сотовой связи и экономии энергии аккумуляторных батарей телефонов сигналы в кодеке обрабатывают на основе принципа DTX (Discontinuous Transmission) – прерывистой передачи речи. При этом передатчик, управляемый входящим в кодек VAD (Voice Activated Detector) – детектором активности речи,

излучает только с началом разговора, и отключается в паузах. VAD выделяет интервалы речи, даже когда уровень шума соизмерим с уровнем голоса абонента.

Краткие итоги лекции 9

1. Для организации связи архитектура систем подвижной связи предполагает обязательное наличие подвижной и базовой станции.
2. Подвижная (мобильная) станция состоит из двух основных комплектов устройств: комплекта передачи и комплекта приема.
3. Комплекта передачи осуществляет все операции, связанные с преобразованием речевого сигнала в ту форму, позволяющую передавать его по каналу связи
4. Комплекта приема отвечает за операции с сигналом, которые являются обратными по отношению к передаче.
5. Принципы работы базовой станции практически полностью совпадают с принципами подвижной, за тем лишь исключением, что отсутствуют преобразователи сигналов в аналоговую форму.
6. В базовой станции предусмотрено несколько комплектов приемопередатчиков, которые подключены к одной антенне, чтобы обрабатывать одновременно несколько сигналов, приходящих от подвижных станций.
7. В состав сотовых систем входят так называемые контроллеры базовой станции, которые необходимы для приема сигнала, если зона обслуживания делится на сектора.
8. В европейском и американском стандарте системы GSM имеют существенное различие, связанное со способами разделения каналов
9. Применительно для стандарта GSM и устройства мобильного телефона традиционно рассматривается европейский способ построения связи, при котором используется временное и частотное разделения каналов, вместо кодового.
10. В ячейке сотовой связи с использованием системы GSM возможно построение 1984 канала связи. Но в реальности возможно использовать только седьмую часть от этого количества – 283 канала.

11. В мобильных устройствах стандарта GSM для оптимизации частотных характеристик сигнала используется гауссовская частотная манипуляция с минимальным частотным сдвигом
12. Для оптимизации времени работы используются принципы прерывистой передачи речи, при которой передача информации происходит только во время наличия речевого сигнала.

Вопросы по лекции 9

1. Опишите, из чего состоит передатчик подвижной станции.
2. Какие преобразования речевого сигнала происходят в передатчике подвижной станции?
3. Опишите, из чего состоит приемник подвижной станции.
4. Какие преобразования канального сигнала происходят в приемнике подвижной станции?
5. За что отвечает детектор речевой активности (Voice Activity Detector)?
6. Что такое разнесенный прием?
7. Как происходит обработка сигналов при разнесенном приеме?
8. Какие особенности есть у базовой станции по сравнению с мобильной?
9. Для чего в базовой станции установлены сумматор и делитель мощности?
10. Что такое система базовой станции (СБС).
11. Чем СБС отличается от базовой станции?

Упражнения

1. Нарисуйте блок-схему подвижной станции.
2. Нарисуйте блок-схему базовой станции.
3. Нарисуйте структурную схему СБС.

Лекция 10. МОДУЛЯЦИЯ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ

Краткая аннотация лекции: приведены описание бинарной фазовой модуляции, квадратурной фазовой модуляции, относительной фазовой модуляции, частотной модуляции и частотных способов модуляции без разрыва фазы.

Цель лекции: изучить способы формирования модулированных сигналов в цифровых системах радиосвязи.

10.1. Бинарная фазовая модуляция (BPSK)

В системах подвижной связи для согласования параметрами сигналов с параметрами канала необходимо специальным образом преобразовывать сигналы. Это преобразование называется модуляцией. Основной задачей модуляции является, как правило, формирование передаваемых сигналов, частотный диапазон которых совпадает с полосой частот канала связи, чтобы передаваемые сигналы занимали минимально возможную полосу частот, и их можно было разделить на приемной стороне.

Простейшей формой цифровой фазовой модуляции является ФМ-2. При ФМ-2 в зависимости от значения модулирующего сигнала, отклонение фазы сигнала от фазы немодулированного несущего колебания равно 0° , либо 180° . Для ФМ-2 сигнала должны выполняться равенства:

$$\varphi[u(t)] = 0 \text{ при } u(t) = 1$$

$$\varphi[u(t)] = \pi \text{ при } u(t) = -1, 0 \leq t \leq T_c.$$

На рис. 10.1 представлены временные диаграммы:

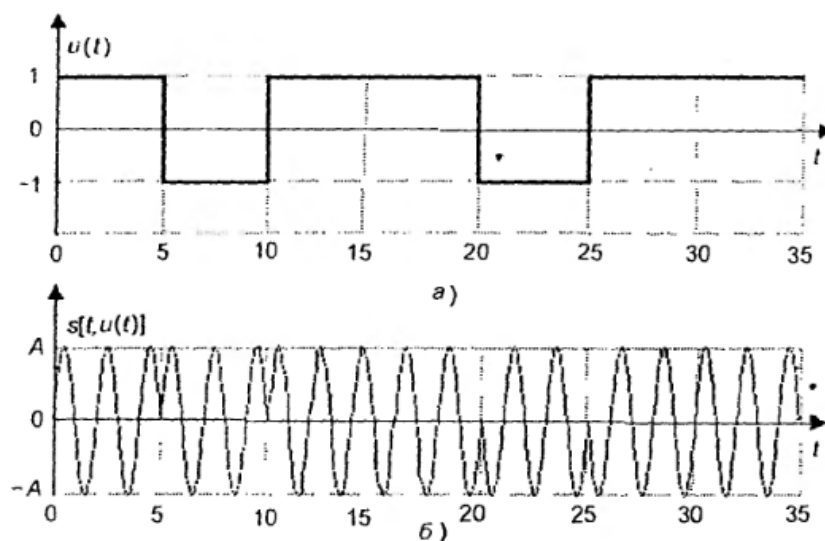


Рис. 10.1. Временные диаграммы модулирующего сигнала и ФМ-2 радиосигнала

Комплексная огибающая этого сигнала не изменяется на указанном интервале времени и может принимать два значения:

$$A(t) = A \text{ при } u(t) = 1$$

$$A(t) = -A \text{ при } u(t) = -1, 0 \leq t \leq T_c.$$

На рис. 5.2 представлено графическое отображение огибающей, которое называется сигнальным созвездием:



Рис. 10.2. Сигнальное созвездие ФМ-2

При модуляции ФМ-2 нужно знать две основные вещи:

1. Из-за скачков фазы на 180° спектр сигнала является очень широким, что приводит к уменьшению каналов в заданном диапазоне частот, и выгоднее применять частотную или амплитудную модуляцию с точки зрения экономного использования спектра.

2. При передаче сигналов вследствие изменения характеристик канала, что приводит к межсимвольной интерференции, что приводит к инвертированию фазы и так называемой «обратной работе», когда вместо 0 принимается 1, и вместо 1 – 0. И для преодоления этой трудности обычно используют ОФМ – относительная фазовая модуляция, которая принимает решение по двум соседним символам, при фиксировании скачка из 0 в 1 или из 1 в 0 принимается решение о передаче 1, при передаче 0-0,1-0 принимается решение о передаче 0.

10.2. Квадратурная фазовая манипуляция (QPSK)

При ФМ-2 один канальный импульс переносит один передаваемый бит. Однако, один канальный импульс может переносить 2 бита и более. При передаче 2 бит один канальный импульс может переносить следующие 4 значения: $\{0\ 0\}$, $\{0\ 1\}$, $\{1\ 0\}$, $\{1\ 1\}$.

Фазовая модуляция, позволяющая передавать 2 бита называется квадратурной фазовой модуляцией. В качестве сигналов для передачи используются следующие сигналы:

$$S_i(t) = A \cos[2\pi f_0 t + \varphi_i(t)], \quad 0 \leq t \leq T_c,$$

$$\text{где } \varphi_i(t) = \frac{\pi(2i+1)}{4}, \quad i = 0, 1, 2, 3.$$

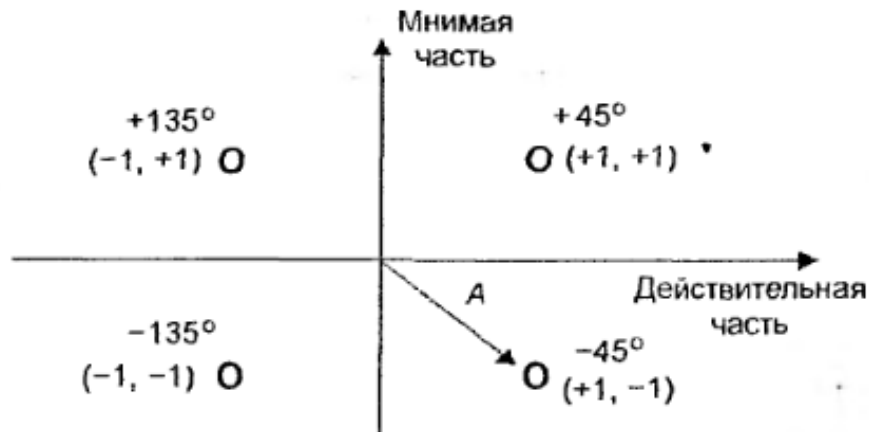


Рис. 10.3 Сигнальное созвездие QPSK

Схема формирования ФМ-4 представлена на рисунке

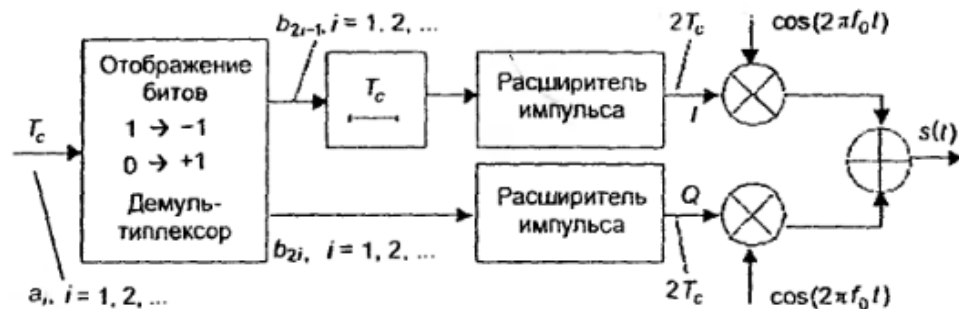


Рис. 10.4. Функциональная схема устройства формирования ФМ-4 сигнала

Чтобы охарактеризовать некоторые свойства модулированных сигналов используют так называемые диаграммы фазовых переходов, которые представляют собой графические изображения траекторий перемещений сигнальных точек в сигнальном созвездии при переходе от одного канального символа к другому (рис. 5.5).

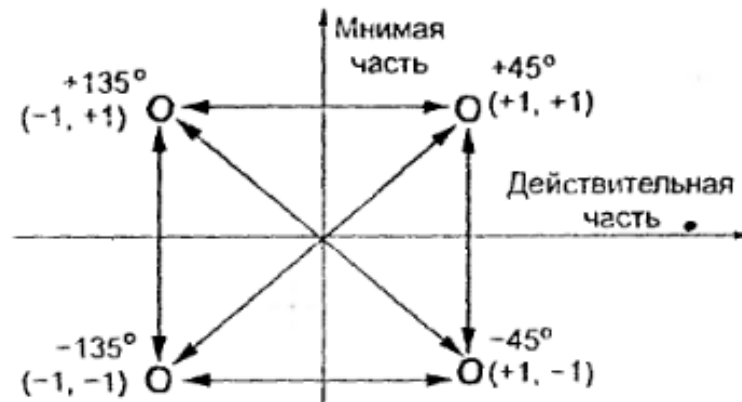


Рис. 10.5. Диаграмма фазовых переходов для ФМ-4 радиосигнала

10.3. Квадратурная фазовая манипуляция со сдвигом (O-QPSK)

При фазовой модуляции возможны изменения мгновенных значений фазы высокочастотного несущего колебания на 180° , что приводит к уменьшению огибающей радиосигнала до нуля. Такие изменения сигнала нежелательны, поскольку приводят к увеличению энергии боковых полос и помех в канале связи. Эти изменения не столь значительны для сигналов с квадратурной фазовой модуляцией со сдвигом (смещением). Функциональная схема устройства представлена на рис. 5.6.

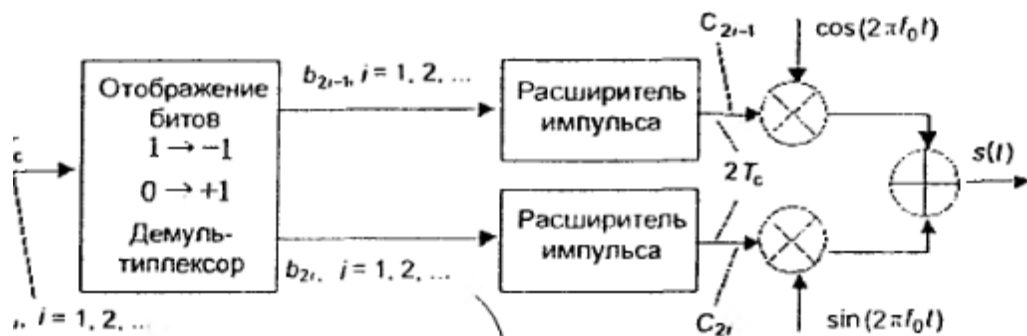


Рис. 10.6. Функциональная схема устройства формирования ФМ-4 радиосигнала со смещением

На рис. 10.7 представлена диаграмма фазовых переходов.

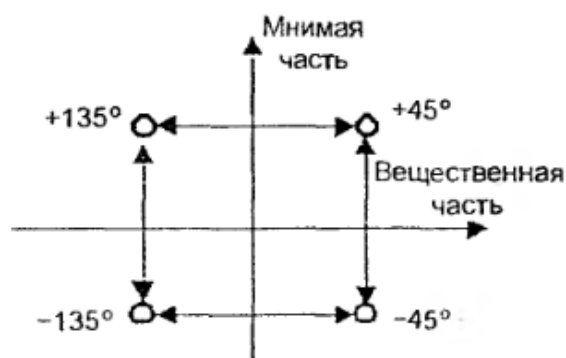


Рис. 10.7. Диаграмма фазовых переходов ФМ-4 радиосигналов со сдвигом

На рис. 10.8 представлены временные диаграммы.

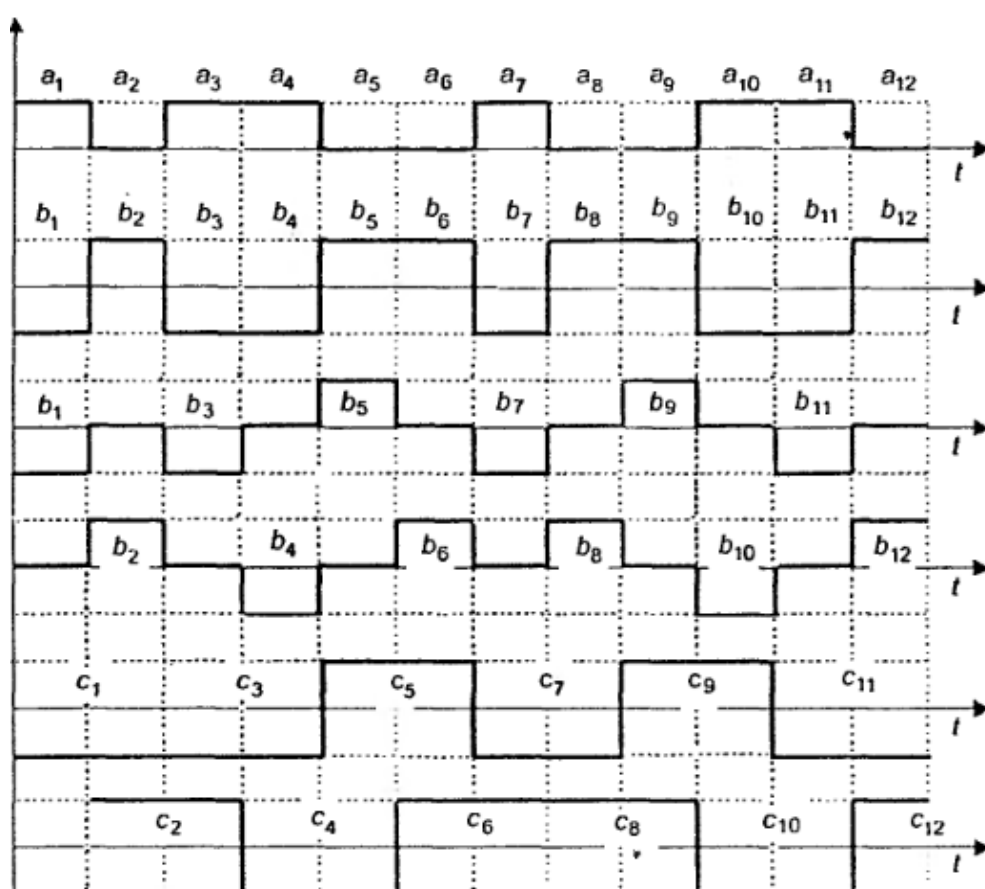


Рис. 10.8. Временные диаграммы при формировании ФМ-4 радиосигналов со сдвигом

10.4. Относительная квадратурная фазовая манипуляция с фазовым сдвигом $\pi/4$ ($\pi/4$ -DQPSK)

При квадратурной ФМ-4 и ФМ-4 со сдвигом максимальное смещение мгновенной фазы радиосигнала равно 180° и 90° соответственно. При

использовании ОФМ вероятность ошибки меньше, что при ФМ. Для ОФМ с фазовым сдвигом $\pi/4$ максимальный скачок фазы равен 135° , а все возможные значения мгновенной фазы радиосигнала кратны значению $\pi/4$. Ни одна траектория фазовых переходов не проходит через начало координат, что означает, что огибающая радиосигнала имеет меньшие провалы, чем при квадратурной модуляции.

Функциональная схема устройства формирования такого радиосигнала представлена на рис. 5.9.



Рис. 10.9. Функциональная схема устройства формирования радиосигнала с $\pi/4$ -квадратурной ОФМ

Последовательность информационных битов $\{a_i, i = 1, 2, \dots\}$ разбивается на две подпоследовательности: нечетных $\{a_{2i-1}, i = 1, 2, \dots\}$ и четных $\{a_{2i}, i = 1, 2, \dots\}$ битов, из которых биты вбираются парами. Каждая новая пара таких битов определяет приращение фазы несущего колебания на величину $\Delta\varphi_i$ согласно табл. 10.1.

Табл. 10.1. Приращение фазы в зависимости от значения информационных битов

Значения информационных битов		Приращение фазы несущего колебания ($\Delta\varphi_i$)
a_{2i-1}	a_{2i}	
0	0	$\frac{\pi}{4}$
1	0	$\frac{3\pi}{4}$

1	1	$-\frac{3\pi}{4}$
0	1	$-\frac{\pi}{4}$

Если ввести обозначение φ_{i-1} для отклонения фазы немодулированного несущего колебания на предыдущем интервале, то новые значения отклонения фазы этого сигнала и комплексной амплитуды на текущем интервале определяется равенствами:

$$\varphi_i = \varphi_{i-1} + \Delta\varphi_i, \quad \dot{A}_j = A \exp(j\varphi_i).$$

В результате значения вещественной и мнимой частей комплексной огибающей этого сигнала на текущем интервале времени длительностью $2T_c$ равен:

$$\begin{aligned} I_i &= A \cos(\varphi_i) = A \cos(\varphi_{i-1} + \Delta\varphi_i) = A \cos(\varphi_{i-1}) \cos(\Delta\varphi_i) - A \sin(\varphi_{i-1}) \sin(\Delta\varphi_i) = \\ &= I_{i-1} \cos(\Delta\varphi_i) - Q_{i-1} \sin(\Delta\varphi_i). \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Q_i &= A \sin(\varphi_i) = A \sin(\varphi_{i-1} + \Delta\varphi_i) = A \sin(\varphi_{i-1}) \cos(\Delta\varphi_i) + A \cos(\varphi_{i-1}) \sin(\Delta\varphi_i) = \\ &= Q_{i-1} \cos(\Delta\varphi_i) + I_{i-1} \sin(\Delta\varphi_i) \end{aligned}$$

Значения комплексных амплитуд канальных символов на двух соседних интервалах с номерами $(i-1)$ и i .

$$\dot{A}_j = A \exp(j\varphi_i) = A \exp(j[\varphi_{i-1} + \Delta\varphi_i]) = A \exp(j\varphi_{i-1}) \exp(j\Delta\varphi_i) = \dot{A}_{i-1} \exp(j\Delta\varphi_i).$$

Из последнего равенства следует, что возможные значения фазы на интервале с номером i зависит от значения фазы радиосигнала на интервале $i-1$.

На рис. 10.10 а изображено созвездие возможных сигнальных точек для интервала с номером i , если $\Delta\varphi_{i-1} = \frac{k\pi}{2}$, аналогичное созвездие для случая,

когда $\Delta\varphi_{i-1} = \frac{k\pi}{2} + \frac{\pi}{4}$, представлено на рис. 5.10 б.

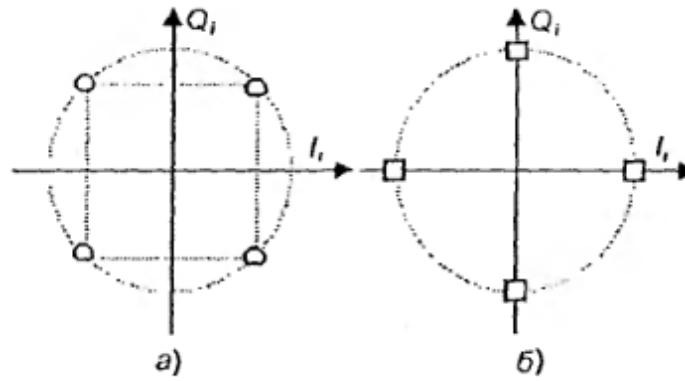


Рис. 10.10. Сигнальное созвездие радиосигнала с $\pi/4$ квадратурной ОФМ

10.5. Манипуляция с минимальным частотным сдвигом (MSK)

Основная особенность этого способа модуляции состоит в том, что приращение фазы несущего колебания на интервале времени, равном длительности T_c одного символа, всегда равно $+90^\circ$ или -90° в зависимости от знаков символов модулирующего сигнала. Например, фаза несущего колебания в начале очередного импульса модулирующего сигнала равна φ_0 ; далее, фаза несущего колебания, линейно нарастающая к концу этого импульса, достигает значения $\varphi_0 + 90^\circ$, или линейно убывая, достигает значения $\varphi_0 - 90^\circ$. В таком случае, мгновенная фаза радиосигнала не будет изменяться скачками.

Сигнал с ММС может быть сформирован следующим образом.

Последовательность символов $\{b_i, i = 1, 2, \dots\}$, принимающие значения $-1/+1$ разбивается на две последовательности нечетных $\{b_{2i-1}, i = 1, 2, \dots\}$ и четных $\{b_{2i}, i = 1, 2, \dots\}$ символов. Из этих последовательностей формируются квадратурные компоненты модулирующего сигнала:

$$u_i(t) = \sum_i b_{2i-1} \cdot v[t - (2i-1)T_c], \quad u_q(t) = \sum_i b_{2i} \cdot v[t - 2iT_c].$$

где

$$v(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_c \\ 0, & \text{вне этого интервала} \end{cases}$$

Сигнал:

$$s(t) = A \left[u_i(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T_c}\right) \cos(2\pi f_0 t) + u_q(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T_c}\right) \sin(2\pi f_0 t) \right],$$

где f_0 – частота несущего колебания, функции $\cos\left(\frac{\pi}{2T_c}\right)$ и $\sin\left(\frac{\pi}{2T_c}\right)$ на интервале длительностью $2T_c$ имеют полуволну и сглаживают прямоугольную форму импульсов квадратурных компонентов модулирующего сигнала.

Функциональная схема устройства ММС сигнала представлена на рис. 10.11.

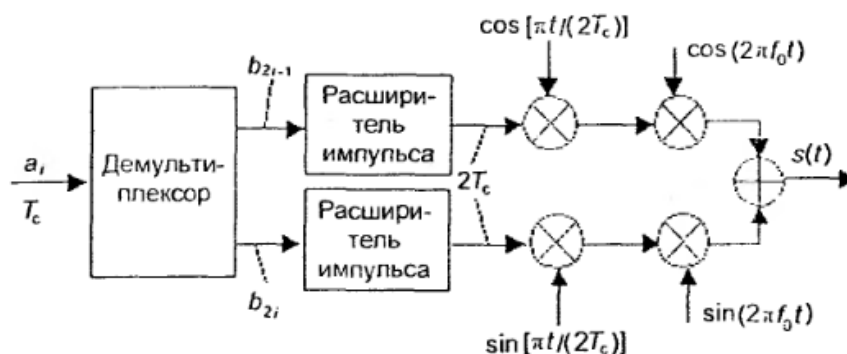


Рис. 10.11. Функциональная схема устройства ММС сигнала

10.6. Гауссовская манипуляция с минимальным частотным сдвигом (GMSK)

ММС сигнал имеет постоянную огибающую и занимает меньшую полосу частот, чем сигнал с обычной частотной модуляцией. Однако, спектр сигнала остается достаточно широким. Основная причина состоит в том, что ее фазовые траектории хотя и прерывны, но являются ломанными линиями, так что их первая производная по времени оказывается разрывной. Сглаживание этих фазовых траекторий является одним из возможных путей дальнейшего уменьшения ширины спектра ММС сигнала.

На рис. 10.12. представлена функциональная схема устройства формирования сигнала с гауссовой модуляцией с минимальным сдвигом (ГММС сигнал). Элемент в данной схеме, позволяющий сгладить фазовые траектории – это гауссовый фильтр низкой частоты с импульсной характеристикой и откликом равным соответственно:

$$g(t) = B \sqrt{\frac{2\pi}{\ln(2)}} \exp\left\{-\frac{2\pi^2 B^2}{\ln 2} t^2\right\},$$

$$G(f) = \exp \left\{ - \left(\frac{f}{B} \right)^2 \frac{\ln 2}{2} \right\},$$

где B – ширина полосы пропускания фильтра на уровне – 3 дБ.

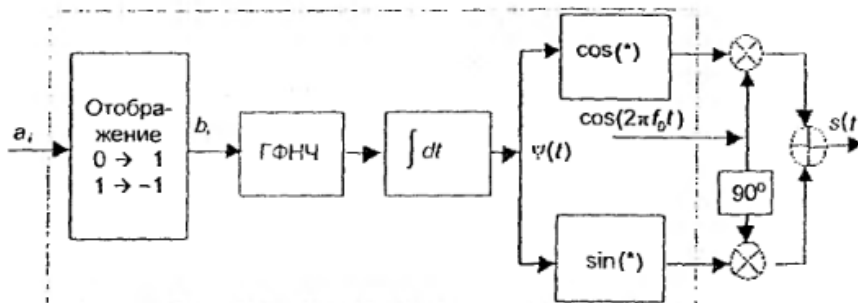


Рис. 10.12. Функциональная схема устройства формирования ГММС сигнала

Гауссовская ММС обеспечивает достаточно высокую спектральную эффективность системы связи и широко используется в системах связи с подвижными объектами. В частности в стандарте *GSM* при $BT_c = 0,3$ и в системах *DECT* при $BT_c = 0,5$.

Краткие итоги лекции 10

1. В цифровых системах подвижной связи получили распространения типы фазовая, квадратурная и частотная модуляции.
2. Фазовая модуляция несет информацию о передаваемом символе в фазе гармонического колебания.
3. Эффект «обратной работы» проявляется в случайном инвертировании фазы, что приводит к целому пакету ошибок.
4. Эффект «обратной работы» существенно ограничивает использование фазовой модуляции.
5. В большей степени распространены способы квадратурной модуляции, в которых за один канальный интервал времени передаются два и большее количество битов.
6. При квадратурной модуляции могут возникать фазовые скачки, подобно тем, что происходят при фазовой модуляции, поэтому чаще используются квадратурная модуляция со сдвигом.

7. Для борьбы с эффектом «обратной работы» используются относительные методы модуляции, при которых решение о передаваемых символах принимается по двум канальным сигналам, следующим друг за другом.
8. Среди методов с частотной модуляцией на практике получили широкое распространение манипуляции с минимальным частотным сдвигом
9. Суть методов с минимальным частотным сдвигом сводится к тому, что сглаживаются фазовые траектории, в результате чего спектр сигнала сосредоточен в узкой полосе частот.
10. В стандарте GSM используется гауссовская манипуляция с минимальным частотным сдвигом (GMSK) с параметром сглаживания $BT=0,3$, а в DECT – $BT=0,5$.

Вопросы по лекции 10

1. С какой целью применяется модуляция при передаче радиосигналов?
2. Опишите бинарную фазовую модуляцию.
3. В чем особенности сигналов с бинарной фазовой модуляцией?
4. Опишите квадратурную фазовую модуляцию и квадратурную фазовую модуляцию со сдвигом.
5. В чем отличие квадратурной фазовой модуляции от квадратурной фазовой модуляции со сдвигом?
6. В чем принципиальный недостаток систем, использующих фазовую модуляцию? Каким образом этот недостаток решают системы с относительной фазовой модуляцией?
7. Что такое сигнальное созвездие?
8. Опишите работу алгоритмов модуляции с минимальным частотным сдвигом.
9. В чем их преимущество модуляции с минимальным частотным сдвигом перед амплитудной, фазовой и частотной модуляцией?
10. С какой целью была разработана GMSK?
11. В чем ее отличие GMSK от MSK?

Упражнения

1. Приведите пример временных диаграмм сигналов, сформированных с квадратурной модуляцией и модуляции со сдвигом.
2. Нарисуйте сигнальные созвездия для ФМ-4
3. Нарисуйте сигнальные созвездия для ФМ-4 со сдвигом.
4. Нарисуйте сигнальные созвездия для ОФМ-4.

Раздел 6. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ

Лекция 11. ОСНОВЫ ОБНАРУЖИВАЮЩИХ И КОРРЕКТИРУЮЩИХ КОДОВ

Краткая аннотация лекции: приведены способы повышения качества приема, виды помехоустойчивых кодов, основные характеристики корректирующих кодов, примеры кодера-декодера Хемминга (7,4) и пример борьбы с пакетными ошибками на основе перемежения символов.

Цель лекции: изучить принципы исправления ошибок, происходящих в канале связи.

11.1. Принципы кодирования

В реальных условиях приём двоичных символов всегда происходит с ошибками, когда вместо символа "1" принимается символ "0" и наоборот. Ошибки возникают из-за помех, действующих в канале связи (особенно помех импульсного характера), изменения за время передачи характеристик канала (например, замирания), снижения уровня передачи, нестабильности амплитудно- и фазочастотных характеристик канала и т.п.

Общепринятым критерием оценки качества передачи в дискретных каналах является нормированная на знак или символ допустимая вероятность ошибки для данного вида сообщений. Вероятность ошибки при передаче данных – не более 10^{-6} (на бит). Для оптической связи эти требования более жесткие и составляют $10^{-9}..10^{-12}$ (на бит).

Для обеспечения таких значений вероятностей используются специальные методы, которые повышают качества приёма передаваемой информации. Эти методы можно разбить на две группы.

К первой группе относятся методы увеличения помехоустойчивости приёма единичных элементов (символов) дискретной информации, связанные с выбором уровня сигнала, отношения сигнал-помеха (энергетические характеристики), ширины полосы канала, методов приёма и т.д.

Ко второй группе относятся методы обнаружения и исправления ошибок, основанные на искусственном введении избыточности в передаваемое сообщение. Увеличить избыточность передаваемого сигнала можно различными способами.

Для повышения качества приема используются три основных способа:

1. повторная передача передаваемого сообщения
2. передача кодовой последовательности по нескольким каналам связи одновременно
3. помехоустойчивое (с исправлением) кодирование.

Повторная передача передаваемого сообщения является наиболее простым способом повышения качества связи. Для этого к информационным битам добавляются дополнительные биты, которые используются для проверки правильности сообщения (наиболее простая проверка – это проверка на четность), и в случае, если сообщение было принято неверно, производится повторная передача. Основным недостатком такого способа является низкая скорость передачи сообщения из-за необходимости передавать сигналы о правильности/неправильности принятого сообщения и повторной передачи.

При передаче сообщения по нескольким каналам используется минимум три канала. В этом случае ошибка может произойти при передаче в одном из каналов, но сразу в двух маловероятно. Однако, при этом нецелесообразно используется пропускная способность системы связи.

Наиболее приемлемо использование помехоустойчивого кодирования, когда дополнительно с информационными битами передаются контрольные биты, которые используются для проверки правильности и для исправления ошибок. Коды, которые позволяют исправлять ошибки еще называют корректирующими кодами.

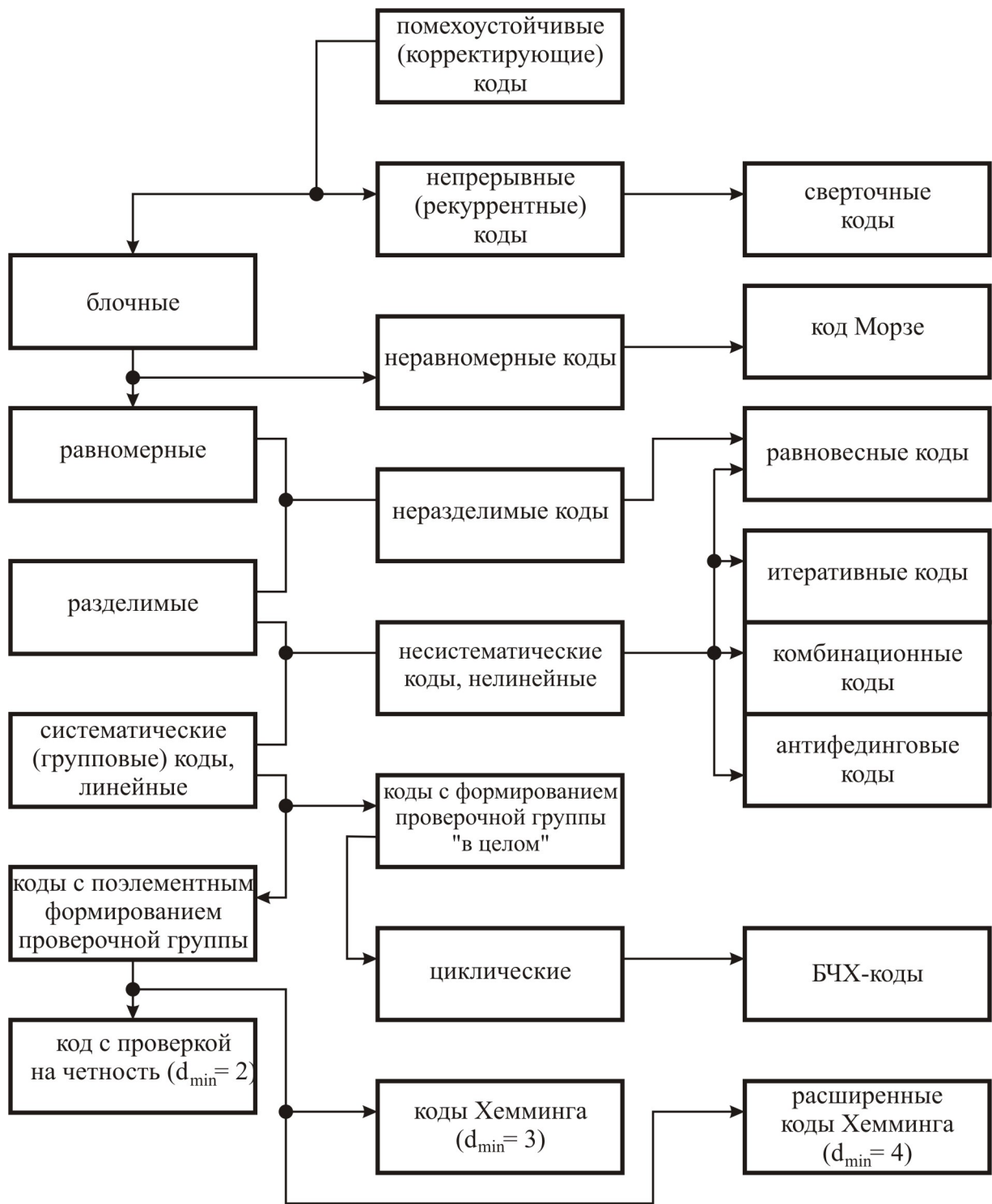


Рис. 11.1. Виды помехоустойчивых кодов

Блочными называются коды, в которых информационный поток символов разбивается на отрезки и каждый из них преобразуется в определённую последовательность (блок) кодовых символов. В блочных кодах кодирование при передаче (формирование проверочных элементов) и декодирование при приёме (обнаружение и исправление ошибок)

выполняются в пределах каждой кодовой комбинации (блока) в отдельности по соответствующим алгоритмам.

Непрерывные или рекуррентные коды образуют последовательность символов, не разделяемую на отдельные кодовые комбинации. Кодирование и декодирование непрерывно совершаются над последовательностью элементов без деления их на блоки. Формирование проверочных символов ведётся по рекуррентным (возвратным) правилам, поэтому непрерывные коды часто называют рекуррентными или цепными.

В простейшем цепном коде каждый проверочный элемент формируется путём сложения по модулю 2 соседних или отстоящих друг от друга на определённое число позиций информационных элементов. В канал связи передаётся последовательность импульсов, в которой за каждым информационным следует проверочный. Подобную чередующуюся последовательность разрядов имеет, например, корреляционный манчестерский код.

К непрерывным кодам относятся и свёрточные коды, в которых каждый информационный символ, поступающий на вход кодирующего устройства, вызывает появление на его выходе ряда проверочных элементов, образованных суммированием по модулю 2 данного символа и " $k-1$ " предыдущих информационных символов. Рекуррентные коды позволяют исправлять групповые ошибки ("пачки") в каналах связи.

Блочные коды делятся на равномерные и неравномерные. В равномерных кодах, в отличие от неравномерных, все кодовые комбинации содержат одинаковое число n – символов (разрядов) с постоянной длительностью τ_0 импульсов символов кода. Равномерные коды в основном и применяются в системах связи, так как это упрощает технику передачи и приёма.

Классическими примерами неравномерного кода являются код Морзе, широко применяемый в телеграфии, и код Хафмена, применяемый для компрессии информации. Никаких специальных мер по исправлению и обнаружению ошибок в коде Морзе не предусматривается в связи с большой избыточностью самого передаваемого текста. В этом смысле код Морзе не относится к классу корректирующих кодов.

Почти все блочные корректирующие коды принадлежат к разделимым кодам, в которых кодовые комбинации состоят из двух частей:

информационной и проверочной. Их символы всегда занимают одни и те же позиции, т.е. располагаются на определённых местах. Как правило, в таких кодах, все кодовые комбинации которых содержат n символов, первые k символов являются информационными, а за ними располагаются $(n-k)$ проверочных символов. В соответствии с этим разделимые коды получили условное обозначение – (n,k) -коды.

В неразделимых кодах деление на информационные и проверочные символы отсутствует. К таким кодам относятся, в частности, коды с постоянным весом, так называемые равновесные коды. Например, Международным Консультативным Комитетом по телеграфии и телефонии (МККТТ) рекомендован для использования телеграфный код № 3 - семиразрядный код с постоянным весом, т.е. с числом единиц в каждой кодовой комбинации, равным 3 ($W = 3$).

Систематические коды образуют наиболее обширную группу (n,k) -разделимых кодов. Особенностью этих кодов является то, что проверочные (корректирующие) символы образуются с помощью линейных операций над информационными. Кроме того, любая разрешённая кодовая комбинация может быть получена в результате линейной операции над набором k линейно независимых кодовых комбинаций. В частности, суммирование по модулю 2 двух и более разрешённых комбинаций также даёт разрешённую кодовую комбинацию.

Поскольку теоретической основой получения таких комбинаций является математический аппарат линейной алгебры, то коды и называют линейными, а учитывая, что проверочные символы формируются по определённой системе (правилам), блочные равномерные разделимые линейные коды получили название систематических. Использование аппарата линейной алгебры, в которой важное значение имеет понятие "группа", породило и другое название этих кодов – групповые. Эти коды получили наибольшее применение в системах передачи дискретной информации.

Несистематические (нелинейные) коды указанными выше свойствами не обладают и применяются значительно реже в специальных случаях. Примером нелинейного кода является уже упоминавшийся неразделимый, равновесный код. Эти коды обычно используются в несимметричных каналах связи, в которых вероятность перехода $1 \rightarrow 0$ значительно больше

вероятности перехода $0 \rightarrow 1$ или наоборот. В таких каналах очень маловероятно, чтобы в одном блоке были переходы обоих видов, и поэтому почти все ошибки приводят к изменению веса блока, и, следовательно, обнаруживаются.

Другим примером несистематического кода является код с контрольным суммированием – итеративный код. В этом коде проверочные разряды формируются в результате суммирования значений разрядов как в данной кодовой комбинации, так и одноимённых разрядов в ряде соседних с ней комбинаций, образующих совместный блок. Итеративные коды позволяют получить так называемые мощные коды, т.е. коды с длинными блоками и большим кодовым расстоянием при сравнительно простой процедуре декодирования. Итеративные коды могут строиться как комбинационные посредством произведения двух или более систематических кодов.

В систематических кодах различают два метода формирования проверочной группы символов: поэлементный и в целом. Наиболее известны среди систематических кодов коды Хемминга, которые исторически были найдены раньше многих других кодов и сыграли большую роль в развитии теории корректирующих кодов. В этих кодах используется принцип проверки на чётность определённого ряда информационных символов.

Проверочная группа из r символов формируется поэлементно по соответствующему алгоритму. Коды Хемминга, имеющие $d_{\min} = 3$, позволяют исправить одну ошибку. Расширенные коды Хемминга строятся в результате дополнения кодов с $d_{\min} = 3$ общей проверкой каждой из кодовых комбинаций на чётность, т.е. ещё одним проверочным символом. Это позволяет увеличить минимальное кодовое расстояние до $d_{\min} = 4$.

Циклические коды также относятся к классу линейных систематических кодов и обладают всеми их свойствами. Коды названы циклическими потому, что циклический сдвиг любой разрешённой кодовой комбинации также является разрешённой комбинацией. Теория построения циклических кодов базируется на разделах высшей алгебры, изучающей свойства двоичных многочленов. Особую роль в этой теории играют так называемые неприводимые многочлены, т.е. полиномы, которые не могут быть представлены в виде произведения многочленов низших степеней. В

связи с этим циклические коды относят к разновидности полиномиальных кодов.

Среди циклических кодов особое место занимает класс кодов, предложенных Боузом и Рой-Чоудхури и независимо от них Хоквингемом. Коды Боуза Чоудхури-Хоквингема получили сокращённое наименование БЧХ – коды и отличаются специальным выбором порождающего (образующего) циклический код полинома, что приводит к простой процедуре декодирования.

В циклических кодах " r " проверочных символов, добавляемых к исходным " k " информационным, могут быть получены сразу, т.е. в целом, в результате умножения исходной подлежащей передаче кодовой комбинации $Q(x)$ простого кода на одночлен x^r и добавлением к этому произведению остатка $R(x)$, полученного в результате деления произведения на порождающий полином $P(x)$.

11.2. Основные характеристики корректирующих кодов

В настоящее время наибольшее внимание с точки зрения технических приложений уделяется двоичным блочным корректирующим кодам. При использовании блочных кодов цифровая информация передаётся в виде отдельных кодовых комбинаций (блоков) равной длины. Кодирование и декодирование каждого блока осуществляется независимо друг от друга.

Почти все блочные коды относятся к разделимым кодам, кодовые комбинации которых состоят из двух частей: информационной и проверочной. При общем числе n символов в блоке число информационных символов равно k , а число проверочных символов.

$$r = n - k.$$

К основным характеристикам корректирующих кодов относятся:

1. Число разрешённых и запрещённых кодовых комбинаций;
2. Избыточность кода;
3. Минимальное кодовое расстояние;
4. Число обнаруживаемых или исправляемых ошибок;
5. Корректирующие возможности кодов.

1. Число разрешённых и запрещённых кодовых комбинаций.

Для блочных двоичных кодов, с числом символов в блоках равным n , общее число возможных кодовых комбинаций определяется значением:

$$N_0 = 2^n.$$

Число разрешённых кодовых комбинаций при наличии k информационных разрядов в первичном коде равно:

$$N_k = 2^k.$$

Очевидно, что число запрещённых комбинаций равно:

$$N_z = N_0 - N_k = 2^n - 2^k,$$

Отношение:

$$\frac{N_0}{N_k} = \frac{2^n}{2^k} = 2^{n-k} = 2^r,$$

где r – число избыточных (проверочных) разрядов.

2. Избыточность корректирующего кода.

Избыточностью корректирующего кода называют величину:

$$\chi = \frac{r}{n} = \frac{n-k}{n} = 1 - \frac{k}{n},$$

Относительная скорость кода:

$$B_k = \frac{k}{n} = 1 - \chi,$$

Эта величина показывает, какую часть общего числа символов кодовой комбинации составляют информационные символы.

Если скорость передачи символов составляет H символов в секунду, то скорость передачи информационных символов:

$$B = H \cdot \frac{k}{n}.$$

Если число ошибок, которые нужно обнаружить или исправить, значительно, то необходимо иметь код с большим числом проверочных символов. Чтобы при этом скорость передачи оставалась достаточно высокой, необходимо в каждом кодовом блоке одновременно увеличивать как общее число символов, так и число информационных символов. При этом длительность кодовых блоков будет существенно возрастать, что приведёт к задержке информации при передаче и приёме. Чем сложнее кодирование, тем длиннее временная задержка информации.

3. Минимальное кодовое расстояние.

Для того, чтобы можно было обнаруживать и исправлять ошибки, разрешённая комбинация должна как можно больше отличаться от запрещённой. Если ошибки в канале связи действуют независимо, то вероятность преобразования одной кодовой комбинации в другую будет тем меньше, чем большим числом символов они различаются.

Если интерпретировать кодовые комбинации как точки в пространстве, то отличие выражается в близости этих точек, т.е. в расстоянии между ними. Количество разрядов (символов), которыми отличаются две кодовые комбинации, можно принять за кодовое расстояние между ними. Для определения этого расстояния нужно сложить две кодовые комбинации по модулю 2 и подсчитать число единиц в полученной сумме. Например, две кодовые комбинации $x_i = 01011$ и $x_j = 10010$ имеют расстояние $d(x_i; x_j)$, равное 3, так как:

$$\begin{array}{rcl} x_i = 01011 & \rightarrow & W = 3 \\ \oplus & & \\ \hline x_j = 10010 & \rightarrow & W = 2 \\ \hline x_i \oplus x_j = 11001 & \rightarrow & d(x_i, x_j) = 3 \end{array}$$

Знак $\oplus$ - это сложение по модулю 2.

Важной характеристикой корректирующего кода является минимальное кодовое расстояние $d_{\min}$.

В безизбыточном коде все комбинации являются разрешёнными, и, следовательно, его минимальное кодовое расстояние равно единице – $d_{\min} = 1$. Поэтому достаточно исказиться одному символу, чтобы вместо переданной комбинации была принята другая разрешённая комбинация. Чтобы код обладал корректирующими свойствами, необходимо ввести в него некоторую избыточность, которая обеспечивала бы минимальное расстояние между любыми двумя разрешёнными комбинациями не менее двух – $d_{\min} \geq 2$.

Минимальное кодовое расстояние является важнейшей характеристикой помехоустойчивых кодов, указывающей на гарантируемое число обнаруживаемых или исправляемых заданным кодом ошибок.

4. Число обнаруживаемых или исправляемых ошибок.

При применении двоичных кодов учитывают только дискретные искажения, при которых единица переходит в нуль ($1 \rightarrow 0$) или нуль переходит в единицу ($0 \rightarrow 1$). Переход $1 \rightarrow 0$ или $0 \rightarrow 1$ только в одном элементе кодовой комбинации называют единичной ошибкой (единичным искажением). В общем случае под кратностью ошибки подразумевают число позиций кодовой комбинации, на которых под действием помехи одни символы оказались заменёнными на другие. Возможны двукратные ($g = 2$) и многократные ($g > 2$) искажения элементов в кодовой комбинации в пределах $0 \leq g \leq n$.

Минимальное кодовое расстояние является основным параметром, характеризующим корректирующие способности данного кода. Если код используется только для обнаружения ошибок кратностью g_0 , то необходимо и достаточно, чтобы минимальное кодовое расстояние было равно:

$$d_{\min} \geq g_0 + 1.$$

В этом случае никакая комбинация из g_0 ошибок не может перевести одну разрешённую кодовую комбинацию в другую разрешённую. Таким образом, условие обнаружения всех ошибок кратностью g можно записать в виде:

$$g_0 \leq d_{\min} - 1.$$

Чтобы можно было исправить все ошибки кратностью g_u и менее, необходимо иметь минимальное расстояние, удовлетворяющее условию:

$$d_{\min} \geq 2g_u + 1.$$

В этом случае любая кодовая комбинация с числом ошибок g_u отличается от каждой разрешённой комбинации не менее чем в $g_u + 1$ позициях. Если это условие не выполнено, возможен случай, когда ошибки кратности g исказят переданную комбинацию так, что она станет ближе к одной из разрешённых комбинаций, чем к переданной или даже перейдёт в другую разрешённую комбинацию. В соответствии с этим, условие исправления всех ошибок кратностью не более g можно записать в виде:

$$g_u \leq \frac{d_{\min} - 1}{2}.$$

5. Корректирующие возможности кодов.

Вопрос о минимально необходимой избыточности, при которой код обладает нужными корректирующими свойствами, является одним из важнейших в теории кодирования. Этот вопрос до сих пор не получил полного решения. В настоящее время получен лишь ряд верхних и нижних оценок (границ), которые устанавливают связь между максимально возможным минимальным расстоянием корректирующего кода и его избыточностью.

Так, граница Плоткина даёт верхнюю границу кодового расстояния $d_{\min}$ при заданном числе разрядов n в кодовой комбинации и числе информационных разрядов k , и для двоичных кодов:

$$\begin{aligned}d_{\min} &\leq \frac{n \cdot 2^{k-1}}{2^k - 1}, \\r &\geq 2 \cdot (d_{\min} - 1) - \log_2(d_{\min}), \\n &\geq 2 \cdot d_{\min}.\end{aligned}$$

Верхняя граница Хемминга устанавливает максимально возможное число разрешённых кодовых комбинаций (2^k) любого помехоустойчивого кода при заданных значениях n и $d_{\min}$:

$$2^k \leq \frac{2^n}{\sum_{i=0}^{d_{\min}-1} C_n^i},$$

где C_n^i - число сочетаний из n элементов по i элементам.

Отсюда можно получить выражение для оценки числа проверочных символов:

$$r \geq \log_2 \left(\sum_{i=0}^{d_{\min}-1} C_n^i \right).$$

Для значений $\frac{d_{\min}}{n} \leq 0,3$ разница между границей Хемминга и границей Плоткина сравнительно невелика.

Граница Варшавова-Гильберта для больших значений n определяет нижнюю границу для числа проверочных разрядов, необходимого для обеспечения заданного кодового расстояния:

$$r \geq \log_2 \left(\sum_{i=0}^{d-2} C_{n-1}^i \right).$$

Для некоторых частных случаев Хемминг получил простые соотношения, позволяющие определить необходимое число проверочных символов:

$$r \geq \log_2(n+1) \text{ для } d_{\min} = 3,$$

$$r \geq \log_2(2n) \text{ для } d_{\min} = 4.$$

Блочные коды с $d_{\min} = 3$ и 4 в литературе обычно называют кодами Хемминга.

Все приведённые выше оценки дают представление о верхней границе числа $d_{\min}$ при фиксированных значениях n и k или оценку снизу числа проверочных символов r при заданных k и $d_{\min}$.

Существующие методы построения избыточных кодов решают в основном задачу нахождения такого алгоритма кодирования и декодирования, который позволял бы наиболее просто построить и реализовать код с заданным значением $d_{\min}$. Поэтому различные корректирующие коды при одинаковых $d_{\min}$ сравниваются по сложности кодирующего и декодирующего устройств. Этот критерий является в ряде случаев определяющим при выборе того или иного кода.

11.3. Корректирующие коды Хемминга

Построение кодов Хемминга базируется на принципе проверки на чётность веса W (числа единичных символов) в информационной группе кодового блока. Поясним идею проверки на чётность на примере простейшего корректирующего кода, который так и называется кодом с проверкой на чётность или кодом с проверкой по паритету (равенству).

В таком коде к кодовым комбинациям безизбыточного первичного двоичного k -разрядного кода добавляется один дополнительный разряд (символ проверки на чётность, называемый проверочным, или контрольным). Если число символов “1” исходной кодовой комбинации чётное, то в дополнительном разряде формируют контрольный символ 0, а если число символов “1” нечётное, то в дополнительном разряде формируют символ 1. В результате общее число символов “1” в любой передаваемой кодовой комбинации всегда будет чётным.

Таким образом, правило формирования проверочного символа сводится к следующему:

$$r_1 = i_1 \oplus i_2 \oplus \dots \oplus i_k,$$

где i - соответствующий информационный символ (0 или 1), k - общее их число символов.

Критерием правильности принятой комбинации является равенство нулю результата S суммирования по модулю 2 всех n символов кода, включая проверочный символ r_1 . При наличии одиночной ошибки S принимает значение 1:

$$S = \underbrace{r_1 \oplus i_1 \oplus i_2 \oplus \dots \oplus i_k}_n = \begin{cases} 0 & \text{- ошибки нет} \\ 1 & \text{- однократная ошибка.} \end{cases}$$

Рассмотрим код Хемминга, позволяющий исправлять одиночную ошибку. Для каждого числа проверочных символов $r = 3, 4, 5, \dots$ существует классический код Хемминга с маркировкой:

$$(n, k) = (2^r - 1, 2^r - 1 - r).$$

Классический код Хемминга (7,4):

К четырем информационным символам (i_1, i_2, i_3, i_4) добавляется 3 проверочных (r_1, r_2, r_3) :

$$r_1 = i_1 \oplus i_2 \oplus i_3,$$

$$r_2 = i_2 \oplus i_3 \oplus i_4,$$

$$r_3 = i_1 \oplus i_2 \oplus i_4.$$

На рис. 11.2 приведена схема декодера для (7,4) - кода Хемминга, на вход которого поступает кодовое слово:

$$V = (i_1', i_2', i_3', i_4', r_1', r_2', r_3').$$

Апостроф означает, что любой символ слова может быть искажён помехой в канале передачи:

В декодере в режиме исправления ошибок строится последовательность:

$$s_1 = r_1' \oplus i_1' \oplus i_2' \oplus i_3',$$

$$s_2 = r_2' \oplus i_2' \oplus i_3' \oplus i_4',$$

$$s_3 = r_3' \oplus i_1' \oplus i_2' \oplus i_4'.$$

Трёхсимвольная последовательность (s_1, s_2, s_3) называется синдромом. Термин "синдром" используется и в медицине, где он обозначает сочетание признаков, характерных для определённого заболевания. В данном случае синдром $S = (s_1, s_2, s_3)$ представляет собой сочетание результатов проверки на чётность соответствующих символов кодовой группы и характеризует определённую конфигурацию ошибок (шумовой вектор).

Табл. 11.1. Кодовые слова кода Хемминга (7,4)

№	$k = 4$				$r = 3$		
	i_1	i_2	i_3	i_4	r_1	r_2	r_3
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	1	1
2	0	0	1	0	1	1	0
3	0	0	1	1	1	0	1
4	0	1	0	0	1	1	1
5	0	1	0	1	1	0	0
6	0	1	1	0	0	0	1
7	0	1	1	1	0	1	0
8	1	0	0	0	1	0	1
9	1	0	0	1	1	1	0
10	1	0	1	0	0	1	1
11	1	0	1	1	0	0	0
12	1	1	0	0	0	1	0
13	1	1	0	1	0	0	1
14	1	1	1	0	1	0	0
15	1	1	1	1	1	1	1

Число возможных синдромов определяется выражением:

$$S = 2^r,$$

При числе проверочных символов $r = 3$ имеется восемь возможных синдромов ($2^3 = 8$). Нулевой синдром (000) указывает на то, что ошибки при приёме отсутствуют или не обнаружены. Всякому ненулевому синдрому соответствует определённая конфигурация ошибок, которая и исправляется. Классические коды Хемминга имеют число синдромов, точно равное их

необходимому числу, позволяют исправить все однократные ошибки в любом информативном и проверочном символах и включают один нулевой синдром. Такие коды называются плотноупакованными.

Усечённые коды являются неплотноупакованными, так как число синдромов у них превышает необходимое. Так, в коде (9,5) при четырёх проверочных символах число синдромов будет равно $2^4 = 16$, в то время как необходимо всего 10. Лишние 6 синдромов свидетельствуют о неполной упаковке кода (9,5).

Для рассматриваемого кода (7,4) в табл. 11.2 представлены ненулевые синдромы и соответствующие конфигурации ошибок.

Табл. 11.2. Синдром и ошибка в символе

Синдром	001	010	011	100	101	110	111
Конфигурация ошибок	0001	0010	1000	0100	0000	0000	000
Ошибка в символе	r_3	r_2	i_4	r_1	i_1	i_3	i_2

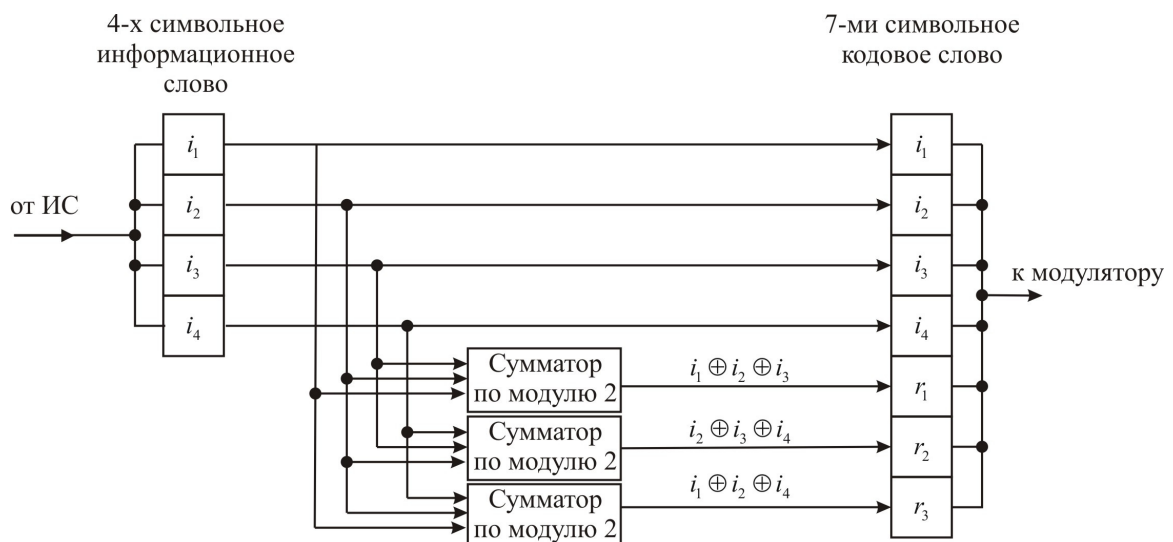


Рис 11.2. Кодер для простого (7,4) – кода Хемминга

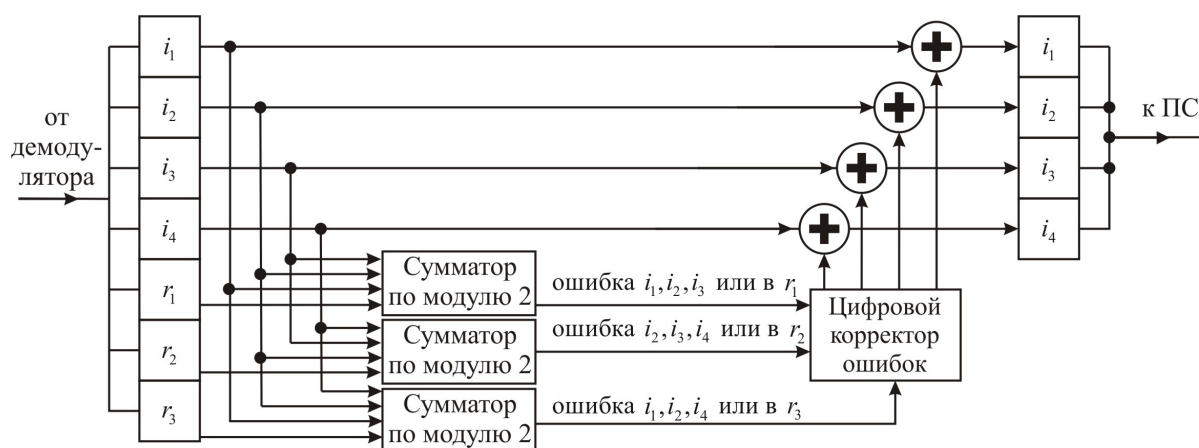


Рис. 11.3. Декодер для простого (7,4) – кода Хемминга

11.4. Перемежение символов

К комбинационным кодам можно отнести также антифединговые коды, предназначенные для обнаружения и исправления ошибок в каналах с замираниями (федингом) сигналов. Для таких каналов с группированием ошибок применяют метод перемежения символов или декорреляции ошибок. Он заключается в том, что символы, входящие в одну кодовую комбинацию, передаются не непосредственно друг за другом, а перемежаются символами других кодовых комбинаций исходного систематического или любого другого кода. Если интервал между символами, входящими в одну кодовую комбинацию, сделать длиннее "памяти" (интервала корреляции) канала с замираниями, то в пределах длительности одной исходной кодовой комбинации группирования ошибок не будет. На приёме после обратной "расфасовки" в кодовых комбинациях можно производить декодирование с обнаружением и исправлением ошибок (см. рис. 11.4).

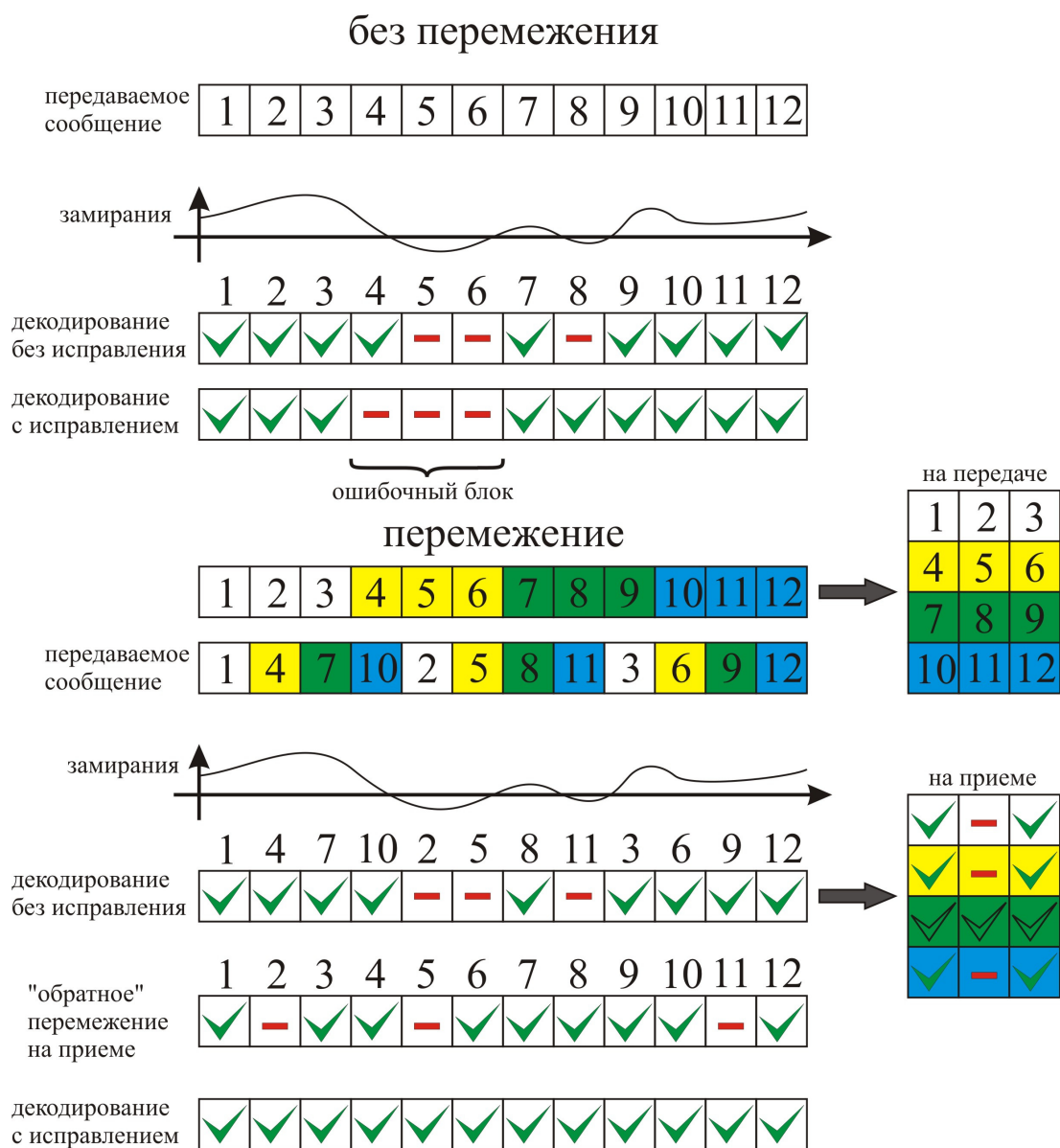


Рис. 11.4. Принцип перемежения

Пример:

Перемежения символов с корректирующим кодом Хемминга (7,4).

Получить кодовые комбинации на приемной стороне и сравнить их с комбинацией передаваемой стороне при использовании корректирующим кодом Хемминга (7,4) при без перемежения и с перемежением.

Передаваемая комбинация:

0101, 1110, 0011

В ходе передачи, ошибки произошли в 8, 9, 10 символе.

Запишем кодовые комбинации

N_2	$k = 4$ (информационные биты)				$r = 3$ (проверочные биты)		
	i_1	i_2	i_3	i_4	r_1	r_2	r_3
1	0	1	0	1	1	0	0
2	1	1	1	0	1	0	0
3	0	0	1	1	1	0	1

1. Без перемежения

Последовательность на передаче

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
0	1	0	1	1	0	0	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0	1

Последовательность в приемнике (с ошибкой)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0	1

Исправление ошибок

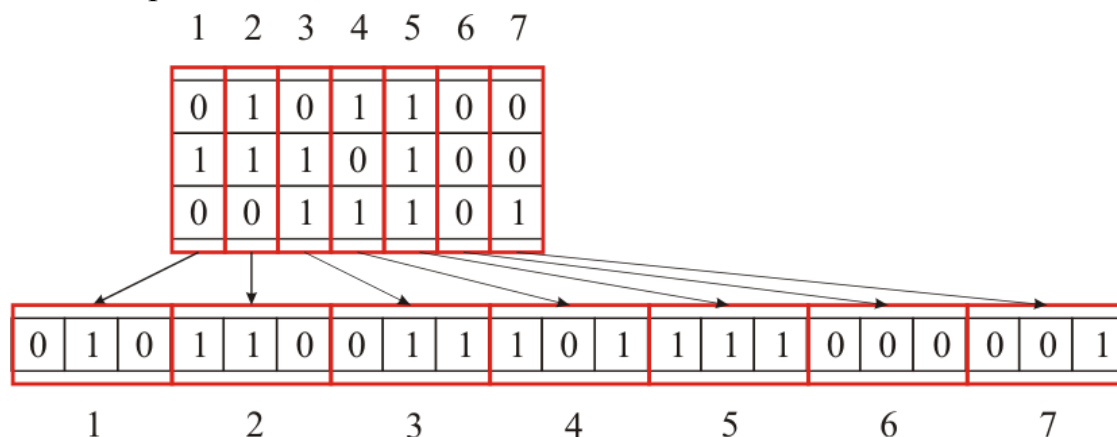
N_2	Последовательность	Синдром	Конфигурация ошибок	Исправленная последовательность
1	0101 100	000	0000 000	0101 100
2	0000 100	000	0000 100	0000 000
3	0011 101	000	0000 000	0011 101

Сравнение на передаче и на приеме

N_2	Последовательность на передаче	Последовательность на приеме	Результат
1	0101 100	0101 100	нет ошибки
2	1110 100	0000 000	ошибка
3	0011 101	0011 101	нет ошибки

2. С перемежением

Перемежение



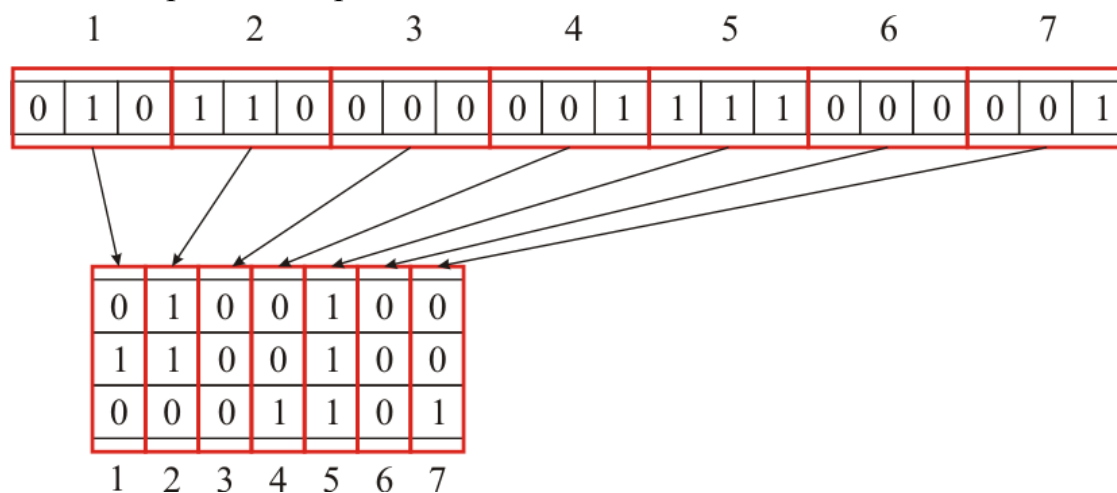
Последовательность на передаче

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
0	1	0	1	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1

Последовательность в приемнике (с ошибкой)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1

"Обратное" перемежение:



Исправление ошибок

№	Последовательность	Синдром	Конфигурация ошибок	Исправленная последовательность
1	0100 100	011	0001 000	0101 100
2	1100 100	110	0010 100	1110 100
3	0001 101	110	0010 000	0011 101

Сравнение на передаче и на приеме

№	Последовательность на передаче	Последовательность на приеме	Результат
1	0101 100	0101 100	нет ошибки
2	1110 100	1110 100	нет ошибки
3	0011 101	0011 101	нет ошибки

Краткие итоги лекции 11

1. Для повышения качества связи могут быть использованы следующие способы: повторная передача сообщения, передача по нескольким каналам, помехоустойчивое кодирование.
2. Для повышения качества связи в системах передачи с подвижными объектами без существенного уменьшения скорости передачи используется помехоустойчивое кодирование.
3. Основной принцип помехоустойчивого кодирования заключается в том, что среди возможных комбинаций, получающихся при кодировании, могут быть разрешенные и запрещенные комбинации.
4. Существуют множество видов помехоустойчивых кодов, в системах с подвижными объектами нашли большое распространение циклические коды и сверточные коды.
5. Корректирующие коды позволяют исправлять ряд ошибок, за счет наличия избыточной информации, содержащейся в сообщении.
6. К основным характеристикам корректирующих кодов относятся: число разрешённых и запрещённых кодовых комбинаций, избыточность кода, минимальное кодовое расстояние, число обнаруживаемых или исправляемых ошибок, корректирующие возможности кодов.
7. Количество обнаруживаемых и исправляемых ошибок в корректирующих кодах определяется характеристикой, которая называется минимальным расстоянием Хемминга, и определяется как количество несовпадающих разрядов между двумя комбинациями.
8. Для передачи сообщений по радиоканалам используется техника перемежения символов.
9. Перемежение символов направлено на исправление пакетных ошибок (следующих друг за другом).

10. Принцип перемежения символов состоит в том, что символы одной комбинации следуют не друг за другом, а располагаются в соседних передаваемых посылках.

Вопросы по лекции 11

1. Какие существуют способы повышения качества приема?
2. В чем состоит основной принцип помехоустойчивого кодирования?
3. Перечислите виды помехоустойчивых кодов.
4. Поясните принципы перемежения символов.
5. Для каких каналов связи используется технология перемежения символов.
6. Перечислите основные характеристики корректирующих кодов и что они означают.
7. Как связаны между собой число разрешенных и число запрещенных кодовых комбинаций?
8. Что такое избыточность кода?
9. Как определяется минимальное кодовое расстояние?
10. Как связаны между собой минимальное кодовое расстояние и число обнаруживаемых и исправляемых ошибок?
11. Как в коде Хемминга (7,4) вычисляются проверочные символы и синдром?

Упражнения

1. Приведите схему кодера и декодера Хемминга (7,4).
2. Перемежение символов с корректирующим кодом Хемминга (7,4).

Получить кодовые комбинации на приемной стороне и сравнить их с комбинацией передаваемой стороне при использовании корректирующим кодом Хемминга (7,4) при без перемежения и с перемежением.

Передаваемая комбинация:

1101, 0000, 1101

В ходе передачи, ошибки произошли в 15, 16, 17 символе.

3. Перемежение символов с корректирующим кодом Хемминга (7,4).

Получить кодовые комбинации на приемной стороне и сравнить их с комбинацией передаваемой стороне при использовании корректирующим кодом Хемминга (7,4) при без перемежения и с перемежением.

Передаваемая комбинация:

1011, 1100, 1010

В ходе передачи, ошибки произошли в 11, 12, 13 символе.

Лекция 12. ЭКВАЛАЙЗЕРЫ

Краткая аннотация лекции: приведены описание видов линейных искажений, пример расчета эквалайзера.

Цель лекции: изучить методику расчета эквалайзера для компенсации амплитудных искажений.

12.1. Линейные искажения

На рис. 12.1 представлена структурная схема для исправления амплитудно-частотных характеристик линии связи с использованием эквалайзера (амплитудного выравнивателя).

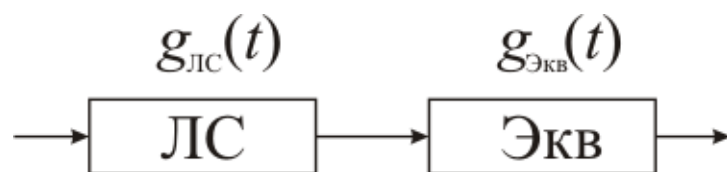


Рис. 12.1. Исправление амплитудно-частотных характеристик

Методику расчета коэффициентов цифрового корректора лучше всего показать на конкретном примере. Пусть после прохождения единичного сигнала (рис. 12.2 а) через линию связи сигнал пришел искаженным (рис. 12.2 б). После прохождения сигнала через эквалайзер с импульсной характеристикой (рис. 12.3 в), сигнал будет следующим (см. рис. 12.4 г).

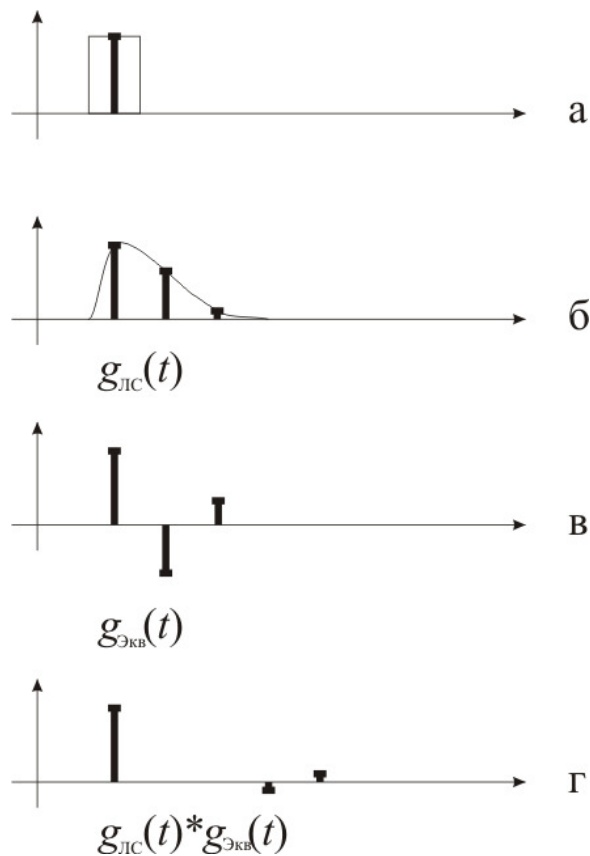


Рис. 12.2. Исправление амплитудных характеристик канала: (а) исходный сигнал, (б) импульсная характеристика канала, (в) импульсная характеристика эквалайзера, (г) импульсная характеристика цепи из последовательно соединенных "канала" и "эквалайзера"

12.2. Расчет эквалайзера

Пусть импульсная характеристика канала $g_{\text{лс}}(i) = [1 \ 0,5]$. На выходе линии связи установлен эквалайзер, который представляет собой КИХ фильтр порядка $n = 3$. Импульсную характеристику эквалайзера обозначим как $g_{\text{экв}}(i) = [C_0 \ C_1 \ C_2]$. Необходимо определить коэффициенты $[C_0 \ C_1 \ C_2]$.

На рис. 12.3 показано формирование выходного сигнала после прохождения единичного сигнала по линии связи и эквалайзера.

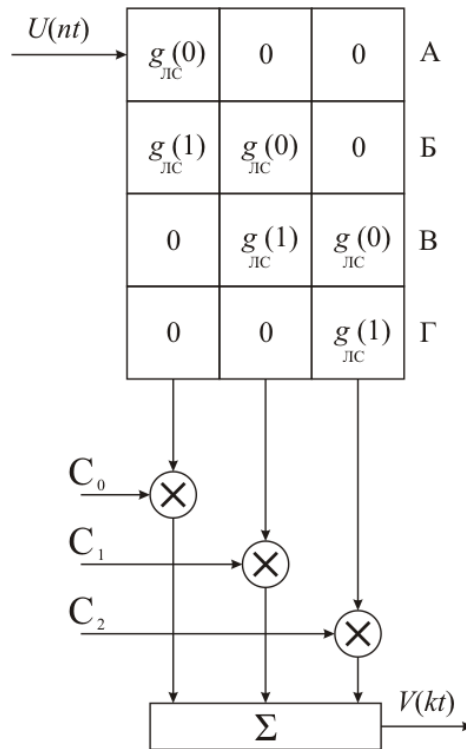


Рис. 12.3. Формирование выходного сигнала на выходе цепи "линия связи" + "эквалайзер"

В отсчетные моменты времени сигнал на выходе цифрового корректора описывается следующей системой линейных алгебраических уравнений (СЛАУ):

$$\begin{cases} V_A = C_0 \cdot g_{\text{лс}}(0) + 0 + 0 \\ V_B = C_0 \cdot g_{\text{лс}}(1) + C_1 \cdot g_{\text{лс}}(0) + 0 \\ V_B = C_0 \cdot 0 + C_1 \cdot g_{\text{лс}}(1) + C_2 \cdot g_{\text{лс}}(0) \\ V_G = 0 + C_1 \cdot 0 + C_2 \cdot g_{\text{лс}}(1) \end{cases} \quad (*)$$

где C_0 , C_1 , C_2 – неизвестные коэффициенты корректора,

$g_{\text{лс}}(0)$, $g_{\text{лс}}(1)$ – известные значения входного сигнала,

V_A , V_B , V_B , V_G – желаемый сигнал на выходе цифрового корректора.

После прохождения единичного сигнала через линию связи будет сформирован сигнал $[1 \ 0,5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \dots]$. А на выходе корректора желательно иметь неискаженный сигнал, то есть: $[1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \dots]$. Другими словами, коэффициенты:

$$V_A = 1,$$

$$V_B = 0,$$

$$V_B = 0,$$

$$V_r = 0.$$

Исходя из этого, можно записать:

$$\begin{cases} 1 = C_0 \cdot 1 + 0 + 0 \\ 0 = C_0 \cdot 0,5 + C_1 \cdot 1 + 0 \\ 0 = C_0 \cdot 0 + C_1 \cdot 0,5 + C_2 \cdot 1 \\ 0 = 0 + C_1 \cdot 0 + C_2 \cdot 0,5 \end{cases} \quad (**)$$

Требуется, решая систему линейных алгебраических уравнений, найти коэффициенты корректора $C_0 \ C_1 \ C_2$, которые обеспечивали бы требуемые значения выходного сигнала.

Первый способ решения задачи основан на определении неизвестных системы линейных алгебраических уравнений СЛАУ. Система уравнений (*) несовместна, поскольку число V_i больше числа неизвестных C_k . Отбросим последнее уравнение со слагаемым V_r , получим:

$$\begin{cases} V_A = C_0 \cdot g_{LC}(0) + 0 + 0 \\ V_B = C_0 \cdot g_{LC}(1) + C_1 \cdot g_{LC}(0) + 0 \\ V_B = C_0 \cdot 0 + C_1 \cdot g_{LC}(1) + C_2 \cdot g_{LC}(0) \end{cases}$$

Обозначим:

$$G = \begin{pmatrix} g_{LC}(0) & 0 & 0 \\ g_{LC}(1) & g_{LC}(0) & 0 \\ 0 & g_{LC}(1) & g_{LC}(0) \end{pmatrix}, \quad C = \begin{pmatrix} C_0 \\ C_1 \\ C_2 \end{pmatrix}, \quad V = \begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_B \end{pmatrix}$$

Искомый вектор коэффициентов C можно записать в виде:

$$C = G^{-1} \cdot V$$

Подставляя значения, получим:

$$G = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0,5 & 1 & 0 \\ 0 & 0,5 & 1 \end{pmatrix}, \quad C = \begin{pmatrix} C_0 \\ C_1 \\ C_2 \end{pmatrix}, \quad V = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$G^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -0,5 & 1 & 0 \\ 0,25 & -0,5 & 1 \end{pmatrix}$$

$$C = G^{-1} \cdot V = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -0,5 & 1 & 0 \\ 0,25 & -0,5 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ -0,5 \\ 0,25 \end{pmatrix}$$

Таким образом, $g_{LC}(i) = [1 \ 0,5]$, $g_{ЭКВ}(i) = [1 \ -0,5 \ 0,25]$.

Импульсная характеристика последовательно соединенных "линия связи" + "эквалайзер" можно определить следующим образом, обозначим:

$$S_1 = [g_{\text{ЭКВ}}(0) \ g_{\text{ЭКВ}}(1) \ g_{\text{ЭКВ}}(2) \ 0] \times g_{\text{ЛС}}(0)$$

$$S_2 = [0 \ g_{\text{ЭКВ}}(0) \ g_{\text{ЭКВ}}(1) \ g_{\text{ЭКВ}}(2)] \times g_{\text{ЛС}}(1)$$

$$g_{\text{ЛС}} * g_{\text{ЭКВ}} = S_1 + S_2,$$

где * - символ операции свертки.

$$S_1 = [1 \ -0,5 \ 0,25 \ 0] \times 1 = [1 \ -0,5 \ 0,25 \ 0]$$

$$S_2 = [0 \ 1 \ -0,5 \ 0,25] \times 0,5 = [0 \ 0,5 \ -0,25 \ 0,125]$$

$$g_{\text{ЛС}} * g_{\text{ЭКВ}} = S_1 + S_2 = [1 \ -0,5 \ 0,25 \ 0] + [0 \ 0,5 \ -0,25 \ 0,125]$$

$$g_{\text{ЛС}} * g_{\text{ЭКВ}} = [1 \ 0 \ 0 \ 0,125]$$

Второй способ решения задачи методом наименьших квадратов (минимизации невязок). Оставим все уравнения, но вместо точного равенства левых и правых частей потребуем минимума суммы квадратов разностей - невязок.

Обозначим:

$$G = \begin{pmatrix} g_{\text{ЛС}}(0) & 0 & 0 \\ g_{\text{ЛС}}(1) & g_{\text{ЛС}}(0) & 0 \\ 0 & g_{\text{ЛС}}(1) & g_{\text{ЛС}}(0) \\ 0 & 0 & g_{\text{ЛС}}(1) \end{pmatrix}, \quad V = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} - \text{желаемый выходной сигнал.}$$

Сумма квадратов невязок для рассматриваемого примера равна:

$$D(C_0, \dots, C_{n-1}) = \sum_{i=0}^{m-1} \left(\sum_{j=0}^{n-1} G_{i,j} \cdot C_j - V_i \right)^2, \quad m=4, \ n=3.$$

Дифференцируем по C_K ($K=0, \dots, n-1$) и приравняем к 0 частные производные:

$$\frac{\partial D}{\partial C_K} = \sum_{i=0}^{m-1} 2 \cdot \left(\sum_{j=0}^{n-1} G_{i,j} \cdot C_j - V_i \right) \cdot G_{i,K} = 0$$

$$\sum_{j=0}^{n-1} \left(\sum_{i=0}^{m-1} G_{i,j} \cdot G_{i,K} \right) \cdot C_K = \sum_{i=0}^{m-1} V_i \cdot G_{i,K}$$

Обозначим:

$$A = \sum_{j=0}^{n-1} \left(\sum_{i=0}^{m-1} G_{i,j} \cdot G_{i,K} \right)$$

$$C = \begin{pmatrix} C_0 \\ C_1 \\ C_2 \end{pmatrix}$$

$$B = \sum_{i=0}^{m-1} V_i \cdot G_{i,K}$$

В векторной форме:

$$A = G^T G,$$

$$B = G^T V,$$

$$C = A^{-1} B.$$

Подставляя значения, получим:

$$G = \begin{pmatrix} g_{\text{ЛС}}(0) & 0 & 0 \\ g_{\text{ЛС}}(1) & g_{\text{ЛС}}(0) & 0 \\ 0 & g_{\text{ЛС}}(1) & g_{\text{ЛС}}(0) \\ 0 & 0 & g_{\text{ЛС}}(1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0,5 & 1 & 0 \\ 0 & 0,5 & 1 \\ 0 & 0 & 0,5 \end{pmatrix}$$

$$G^T = \begin{pmatrix} 1 & 0,5 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0,5 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0,5 \end{pmatrix}$$

$$A = G^T G = \begin{pmatrix} 1 & 0,5 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0,5 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0,5 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0,5 & 1 & 0 \\ 0 & 0,5 & 1 \\ 0 & 0 & 0,5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1,25 & 0,5 & 0 \\ 0,5 & 1,25 & 0,5 \\ 0 & 0,5 & 1,25 \end{pmatrix}$$

$$A^{-1} = \begin{pmatrix} 0,988 & -0,471 & 0,188 \\ -0,471 & 1,176 & -0,471 \\ 0,188 & -0,471 & 0,988 \end{pmatrix}$$

$$B = G^T V = \begin{pmatrix} 1 & 0,5 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0,5 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0,5 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$C = A^{-1} B = \begin{pmatrix} 0,988 & -0,471 & 0,188 \\ -0,471 & 1,176 & -0,471 \\ 0,188 & -0,471 & 0,988 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0,988 \\ -0,471 \\ 0,188 \end{pmatrix}$$

Таким образом, $g_{\text{ЛС}}(i) = [1 \ 0,5]$, $g_{\text{ЭКВ}}(i) = [0,988 \ -0,471 \ 0,188]$.

Импульсную характеристику последовательно соединенных "линия связи" + "эквалайзер" определим тем же самым способом, получим:

$$g_{\text{ЛС}} * g_{\text{ЭКВ}} = [0,988 \ 0,024 \ -0,047 \ 0,094].$$

Краткие итоги лекции 12

1. Сигнал, проходя через канал связи претерпевает линейные искажения вследствие "неидеальности" частотных характеристик канала связи.
2. К линейным искажениям относятся амплитудно-частотные и фазо-частотные искажения.
3. Эквалайзер – устройство, исправляющее "неидеальность" амплитудных характеристик.
4. Для расчета эквалайзера необходимо знание импульсной характеристики канала.
5. Существует различные способы расчета эквалайзера, одним из распространенных способов является способ минимизации невязок.

Вопросы по лекции 12

1. Что такое Амплитудно-частотные искажения?
2. Что такое фазо-частотные искажения?
3. Что такое линейные искажения?
4. Опишите принцип компенсаций амплитудно-частотных искажений.

Упражнения

1. Для канала $g_{\text{лс}}(i) = [1 \ 0,4]$ определить импульсную характеристику эквалайзера, который представляет собой КИХ фильтр порядка $n = 3$.
2. Для канала $g_{\text{лс}}(i) = [1 \ -0,4 \ 0,1]$ определить импульсную характеристику эквалайзера, который представляет собой КИХ фильтр порядка $n = 3$.

Раздел 7. СЕТИ БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА

Лекция 13. OFDM

Краткая аннотация лекции: приведены элементы и устройства формирования сигналов в технологии OFDM.

Цель лекции: изучить преобразование сигнала в OFDM-приемнике и передатчике.

13.1. Характеристика OFDM-системы передачи

OFDM (англ. Orthogonal frequency-division multiplexing — ортогональное частотное разделение каналов с мультиплексированием)

Это схема модуляции, использующая множество несущих. Канал делится на несколько поднесущих. В OFDM высокоскоростной поток данных конвертируется в несколько параллельных битовых потоков меньшей скорости, каждый из которых модулируется своей отдельной несущей. Все это множество несущих передается одновременно.

Главное преимущество OFDM заключается в том, что продолжительность символа в поднесущей значительно больше в сравнении с задержкой распространения, чем в традиционных схемах модуляции. Это делает OFDM гораздо устойчивее к межсимвольной интерференции (ISI, intersymbol interference – Межсимвольная интерференция).

Ключевым принципом OFDM является использование охранного интервала. Это возможно благодаря тому, что продолжительность каждого символа достаточно велика.

Главным преимуществом является устойчивость к частотно-зависимому затуханию. Такой тип затухания может оказывать очень негативное влияние при многолучевом распространении сигнала, особенно если источник и приемник не находятся в прямой видимости. При OFDM модуляции данные распределяются между множеством вспомогательных несущих, поэтому информация пострадавшая в нескольких субканалах может быть восстановлена с помощью корректирующих кодов.

OFDM-системы передачи используются в:

- ADSL (проводная передача данных);
- DVB-T;
- WiMAX;

– LTE.

Технической реализации OFDM не было долгое время, поскольку решение задачи аналоговыми методами весьма проблематично. С появлением быстрых вычислительных систем задача была реализована с помощью цифровых методов обработки сигналов. В основе подхода лежит преобразование Фурье, а точнее алгоритм быстрого преобразования Фурье. Синтетическим методом создаётся спектр сигнала, из которого обратным быстрым преобразованием Фурье (IFFT) получается аналоговый сигнал. Спектр такого сигнала уже состоит из ортогональных поднесущих, этот факт получается по определению преобразования Фурье. Об этом также упоминалось выше. На рис. 13.1 схематично показана архитектура типового приёмника и передатчика OFDM.

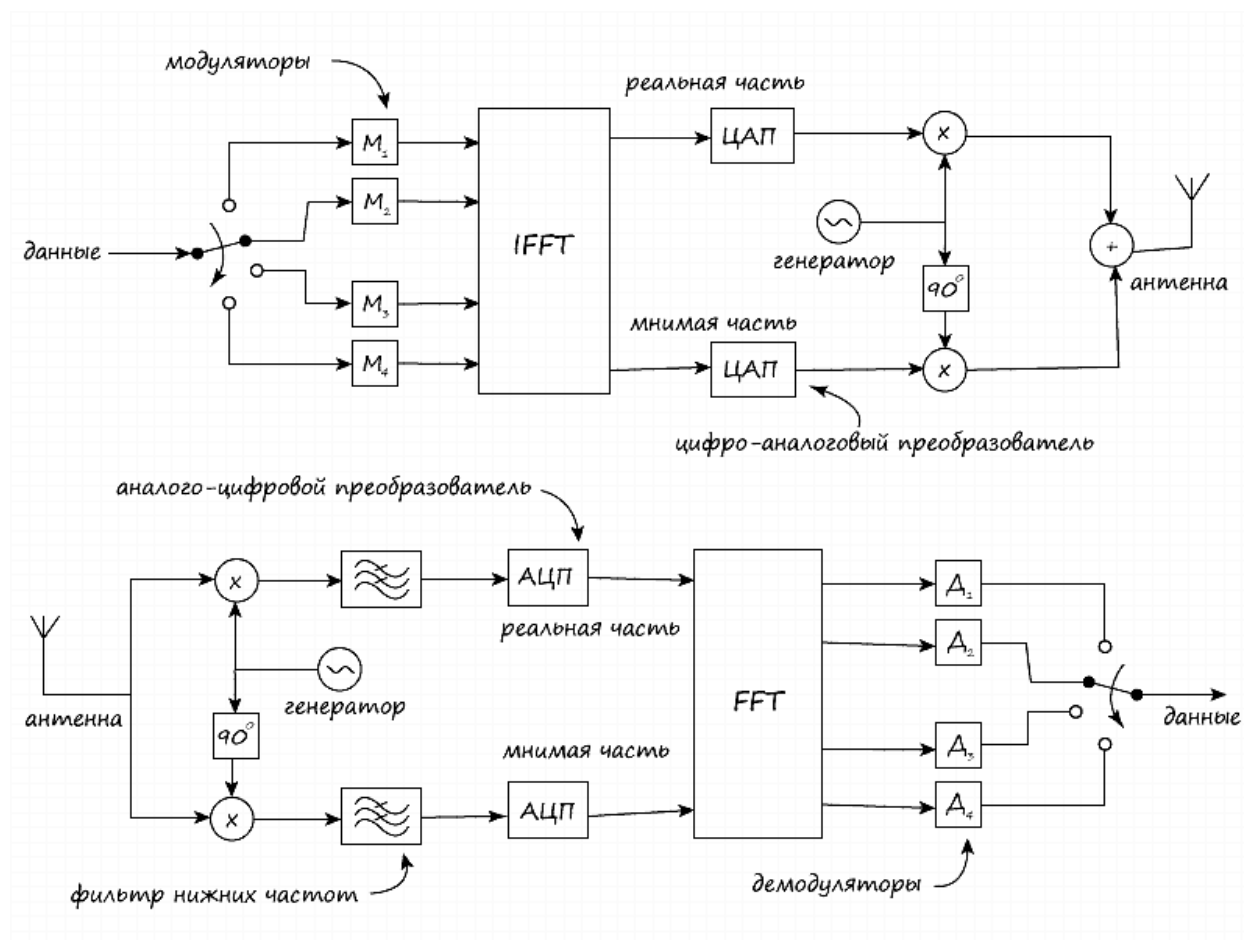


Рис. 13.1. Структурная схема OFDM-системы передачи

Непосредственное формирование сигнала после цифрового синтеза, который затем передаётся в антенну для излучения, происходит аналогично

схеме QAM модуляции. В отдельности формируются квадратурные сигналы как мнимая и реальная часть синтезируемого сложного сигнала, а затем происходит его «сборка» и передача в антенну.

13.2. Преобразование сигнала в OFDM-системе передачи

Преобразование сигнала покажем на примере простейшей OFDM-системы передачи с двумя QPSK-модуляторами, в которых модуляция цифрового сигнала сводится к преобразованию:

- $00 \rightarrow -1-1j$;
- $01 \rightarrow -1+1j$;
- $10 \rightarrow +1-1j$;
- $11 \rightarrow +1+1j$.

Пусть на вход системы поступает сигнал: $a = [11\ 01]$ (см. рис. 13.2)

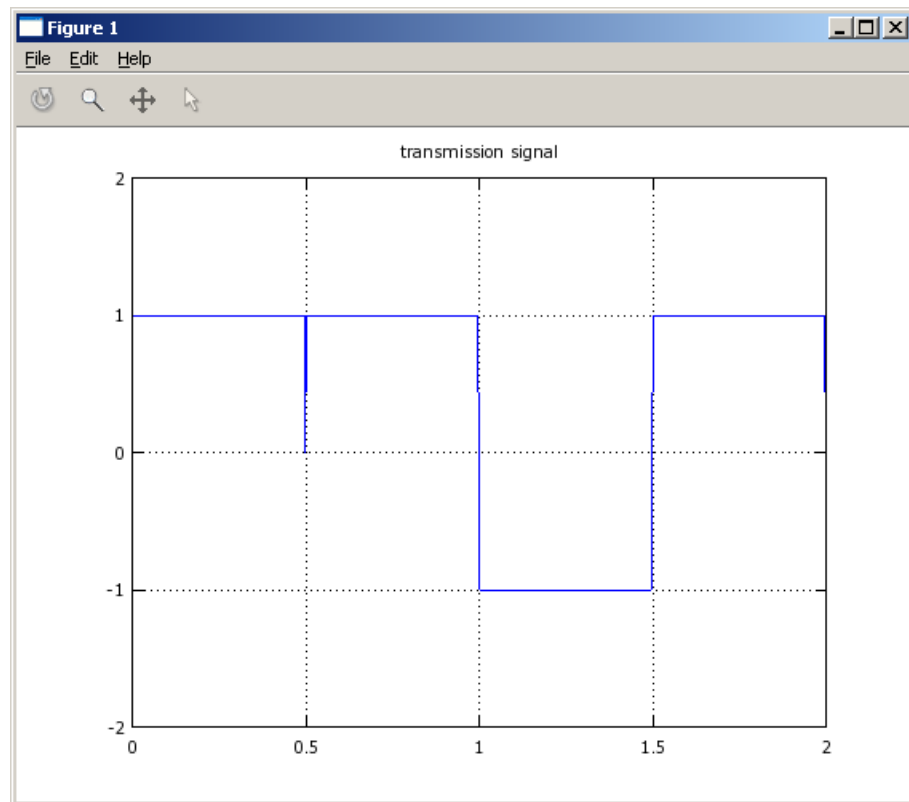


Рис. 13.2. Информационный сигнал

Сигнал разбивается на 2 параллельных потока (так как модулятора в системе 2):

- $11 \rightarrow +1+1j$.
- $01 \rightarrow -1+1j$;

Для дальнейшего преобразования необходимы формулы прямого и обратного преобразования Фурье:

Прямое:

$$\dot{C}_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right)$$

Обратное:

$$x(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{C}_n \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right)$$

Два комплексных числа

$$- \dot{C}_0 = +1 + 1j,$$

$$- \dot{C}_1 = -1 + 1j$$

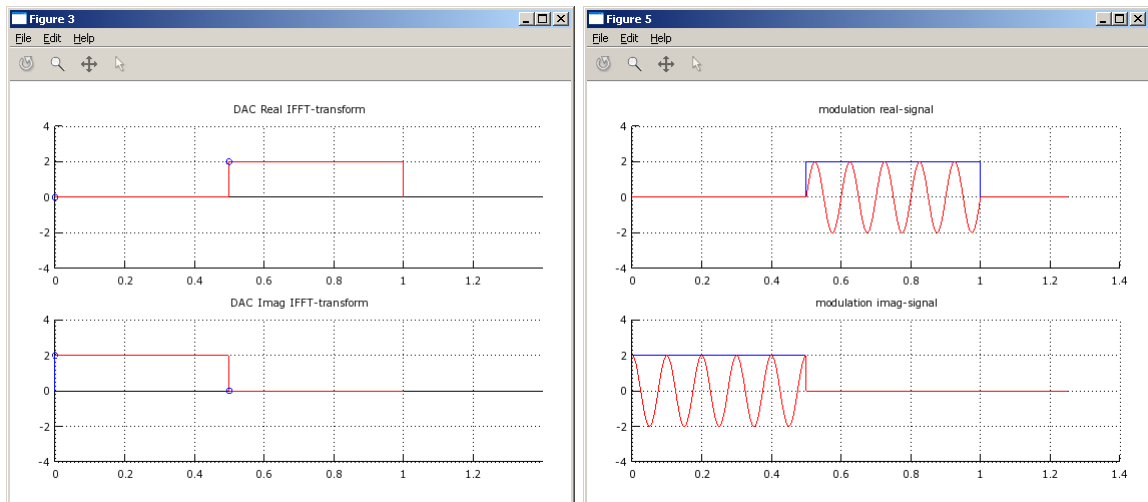
попадают на блок обратного преобразования Фурье:

$$\begin{aligned} x(0) &= \sum_{n=0}^{N-1} \dot{C}_n \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right) = \dot{C}_0 \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi \cdot 0 \cdot 0}{2}\right) + \dot{C}_1 \exp\left(-\frac{j2\pi \cdot 0 \cdot 1}{2}\right) = \\ &= \dot{C}_0 + \dot{C}_1 = +1 + 1j - 1 + 1j = 0 + 2j \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} x(1) &= \sum_{n=0}^{N-1} \dot{C}_n \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right) = \dot{C}_0 \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi \cdot 1 \cdot 0}{2}\right) + \dot{C}_1 \exp\left(-\frac{j2\pi \cdot 1 \cdot 1}{2}\right) = \\ &= \dot{C}_0 - \dot{C}_1 = +1 + 1j - (-1 + 1j) = 2 + 0j \end{aligned}$$

Формируем вектор: $(x(0) \ x(1)) = (0 + 2j \ 2 + 0j),$

- $\text{Re}(x(0) \ x(1)) = (0 \ 2)$ поступает на ЦАП и затем перемножается с гармонической функцией $\sin(2\pi ft)$ (см. рис. 13.3 а);
- $\text{Im}(x(0) \ x(1)) = (2 \ 0)$ поступает на ЦАП и затем перемножается с гармонической функцией $\cos(2\pi ft)$ (см. рис. 13.3 б).



а

б

Рис. 13.3. Сигнал после ОДПФ и АЦП:

а (сверху) – $Re(x(0) \dots x(1))$, а (снизу) – $Im(x(0) \dots x(1))$, б (сверху) – $f_{\text{АЦП}}[Re(x(0) \dots x(1))] \cdot \sin(2\pi ft)$, б (снизу) – $f_{\text{АЦП}}[Im(x(0) \dots x(1))] \cdot \cos(2\pi ft)$

Суммарный сигнал колебаний представляет собой OFDM-сигнал, который поступает на антенну и излучается в открытое пространство (см. рис. 22). Обозначим

$$f_{Re}(t) = f_{\text{АЦП}}[Re(x(0) \dots x(1))] \cdot \sin(2\pi ft),$$

$$f_{Im}(t) = f_{\text{АЦП}}[Im(x(0) \dots x(1))] \cdot \cos(2\pi ft).$$

Тогда OFDM-сигнал: $f_{\text{OFDM}}(t) = f_{Re}(t) + f_{Im}(t)$.

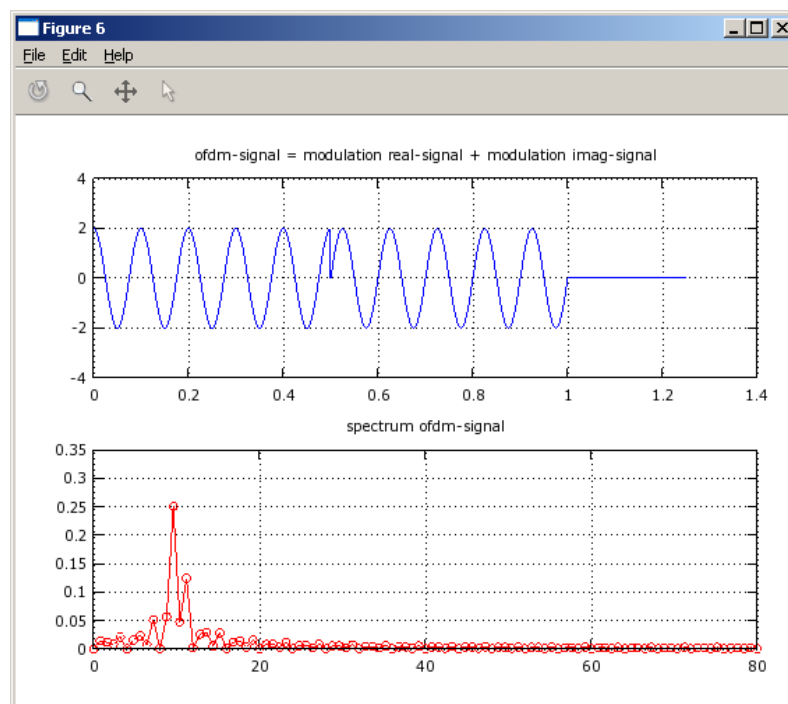
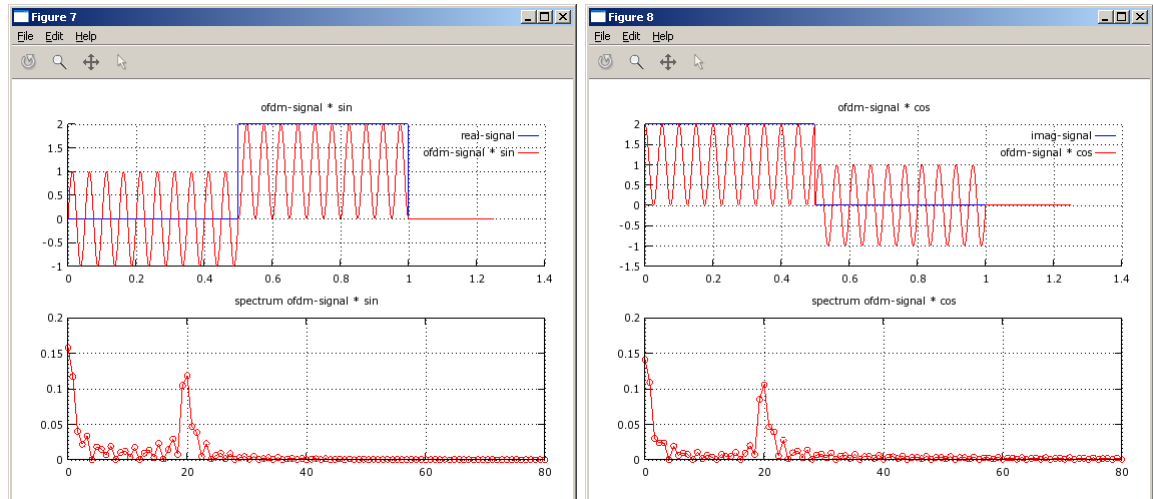


Рис. 13.3. OFDM-сигнал и его спектр

Принятый OFDM-сигнал поступает параллельно на блоки перемножителей с гармоническими функциями $\sin(2\pi ft)$, $\cos(2\pi ft)$ (см. рис. 13.4), после чего поступают на блоки ФНЧ, которые играют роль интеграторов, выделяя исходный низкочастотный сигнал (см. рис. 13.5).



а

б

Рис. 13.4. Сигналы и их спектры на выходе перемножителей:

$$f_{OFDM}(t)\sin(2\pi ft) \text{ (а)}, f_{OFDM}(t)\cos(2\pi ft) \text{ (б)}$$

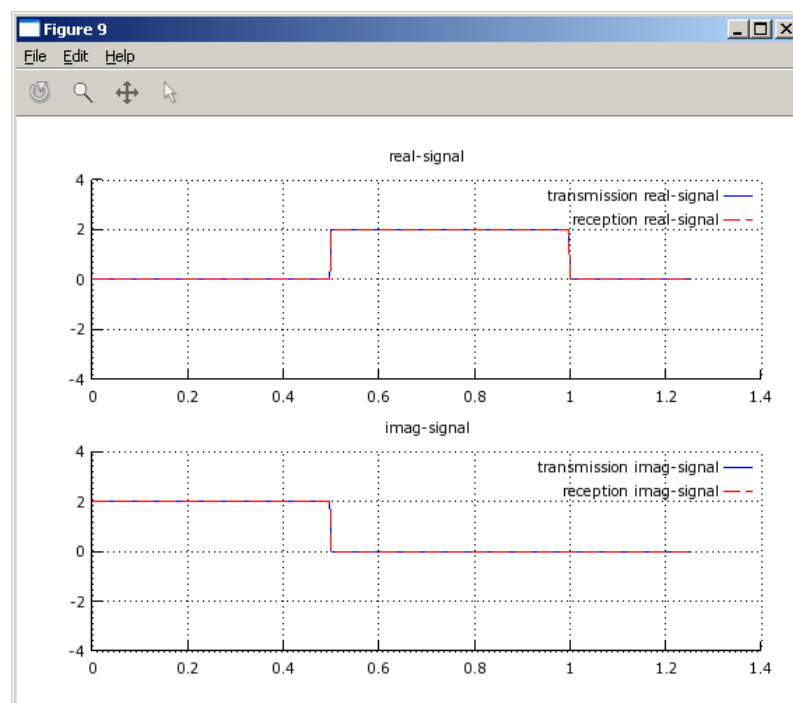


Рис. 13.5. Сигналы после ФНЧ

Рассмотрим данные процессы, происходящие в ветке с умножением на функцию $\sin(2\pi ft)$ с математической точки зрения:

$$\begin{aligned} \int_0^T f_{OFDM}(t) \sin(2\pi ft) dt &= \int_0^T (f_{\text{Re}}(t) + f_{\text{Im}}(t)) \sin(2\pi ft) dt = \\ &= \int_0^T \{f_{\text{АЦП}}(t) [\text{Re}(x(0) \dots x(1))] \sin(2\pi ft) + f_{\text{АЦП}}(t) [\text{Im}(x(0) \dots x(1))] \cos(2\pi ft)\} \times \sin(2\pi ft) dt = \\ &= \int_0^T f_{\text{АЦП}}(t) [\text{Re}(x(0) \dots x(1))] \sin(2\pi ft) \sin(2\pi ft) dt + \\ &+ \int_0^T f_{\text{АЦП}}(t) [\text{Im}(x(0) \dots x(1))] \cos(2\pi ft) \sin(2\pi ft) dt = \frac{f_{\text{АЦП}}(t) [\text{Re}(x(0) \dots x(1))]}{2} \end{aligned}$$

где T – период следования OFDM-сигнала. В течение периода укладывается целое число периодов частоты f .

Аналогично рассматривается ветка, где OFDM-сигнал перемножается на $\cos(2\pi ft)$.

Как можно видеть из формулы, OFDM-сигнал после перемножения и прохождения через ФНЧ вдвое уменьшается, поэтому перед тем как проводить дискретизацию, амплитуду сигнала повышают в два раза.

Полученные сигналы, поступают на ЦАП (см. рис. 13.6), формируя дискретные последовательности:

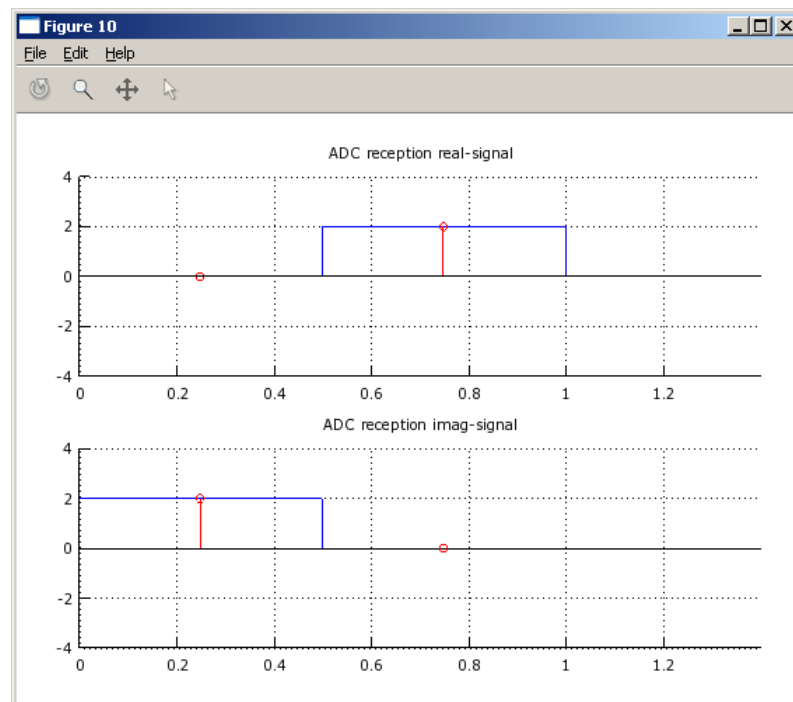


Рис. 13.6. Формирование дискретных последовательностей (после АЦП)

Как видно из временных диаграмм, дискретные сигналы на приеме соответствуют сигналам на передаче:

$$\operatorname{Re}(x(0) \ x(1)) = (0 \ 2)$$

$$\operatorname{Im}(x(0) \ x(1)) = (2 \ 0)$$

Соответственно:

$$x(0) = \operatorname{Re}(x(0)) + j \cdot \operatorname{Im}(x(0)) = 0 + 2j$$

$$x(1) = \operatorname{Re}(x(1)) + j \cdot \operatorname{Im}(x(1)) = 2 + 0j$$

Находим прямое преобразование Фурье:

$$\dot{C}_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k) \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right)$$

$$\begin{aligned} \dot{C}_0 &= \frac{1}{2} \left(x(0) \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi \cdot 0 \cdot 0}{2}\right) + x(1) \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi \cdot 0 \cdot 1}{2}\right) \right) = \frac{x(0) + x(1)}{2} = \\ &= \frac{0 + 2j + 2 + 0j}{2} = 1 + 1j \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{C}_1 &= \frac{1}{2} \left(x(0) \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi \cdot 1 \cdot 0}{2}\right) + x(1) \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi \cdot 1 \cdot 1}{2}\right) \right) = \frac{x(0) - x(1)}{2} = \\ &= \frac{0 + 2j - 2 - 0j}{2} = -1 + 1j \end{aligned}$$

$$\dot{C}_0 = 1 + 1j$$

$$\dot{C}_1 = -1 + 1j$$

Последовательность $\dot{C}_0 = 1 + 1j$ соответствует сигналу [11]

Последовательность $\dot{C}_1 = -1 + 1j$ соответствует сигналу [01]

Таким образом, после объединения получаем: [11 01], который совпадает с передаваемым сигналом (см. рис. 13.7)

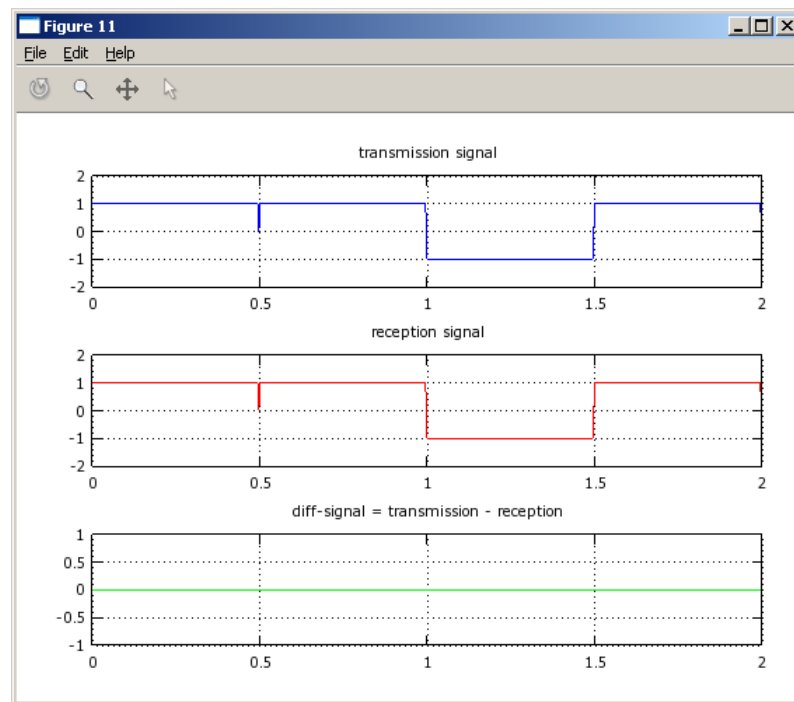


Рис. 13.7. Передаваемый сигнал (сверху), принятый сигнал (в центре), разность между сигналами (снизу)

Краткие итоги лекции 13

1. Технология OFDM представляет собой особый тип модуляции, в которой используется множество ортогональных поднесущих.
2. Ортогональность поднесущих достигается за счет использования обратного преобразования Фурье.
3. Каждая поднесущая передает относительно небольшой объем данных, в то время как вся совокупность поднесущих передает уже значительный объем информации.
4. Продолжительность символа на поднесущей значительно больше, чем в традиционных системах, что позволяет успешно бороться с межсимвольной интерференцией (МСИ).
5. Для борьбы с МСИ дополнительно используется охранный интервал – пауза между OFDM-символами.
6. OFDM-системы передачи используются в технологиях ADSL, DVB-T, WiMAX, LTE.

7. Сложность технической реализации OFDM состоит в наличии преобразований Фурье, поэтому массовое внедрение было получено при использовании дискретного преобразования Фурье.

Вопросы по лекции 13

1. Как переводиться аббревиатура OFDM?
2. Опишите принцип формирования канального сигнала в OFDM.
3. Для чего необходим охранный интервал?
4. В каких технологиях передачи используется OFDM?
5. За счет чего передача с использованием OFDM более устойчива к межсимвольной интерференции?
6. Благодаря чему удастся сформировать сигнал с ортогональными поднесущими?

Упражнения

1. Преобразование сигнала на примере OFDM-системы передачи с двумя QPSK-модуляторами. QPSK-модуляция цифрового сигнала сводиться к преобразованию:
 - $00 \rightarrow -1-1j$;
 - $01 \rightarrow -1+1j$;
 - $10 \rightarrow +1-1j$;
 - $11 \rightarrow +1+1j$.Исходный сигнал: $a = [01 \ 01]$.
2. Преобразование сигнала на примере OFDM-системы передачи с двумя QPSK-модуляторами. QPSK-модуляция цифрового сигнала сводиться к преобразованию:
 - $00 \rightarrow -1-1j$;
 - $01 \rightarrow -1+1j$;
 - $10 \rightarrow +1-1j$;
 - $11 \rightarrow +1+1j$.Исходный сигнал: $a = [11 \ 00]$.

Лекция 14. Wi-Fi

Краткая аннотация лекции: приведены описание истории Wi-Fi, характеристики стандартов Wi-Fi, элементов и принципов функционирования технологий передачи OFDM и сверточного кодирования, описание топологий построения беспроводных сетей.

Цель лекции: изучить принципы работы Wi-Fi и конфигурацию беспроводных сетей.

14.1. История развития Wi-Fi

В 1990 г. Комитет по стандартам IEEE 802 (Institute of Electrical and Electronic Engineers) сформировал рабочую группу по стандартам для беспроводных локальных сетей 802.11. Это группа занялась разработкой всеобщего стандарта для радиооборудования и сетей, работающих на частоте 2.4 ГГц со скоростями 1 и 2 Мбит/с.

В настоящее время широко используется преимущественно три стандарта группы IEEE 802.11 (см. табл. 14.1).

Табл. 14.1. Основные характеристики стандартов группы IEEE 802.11

Стандарт	802.11g	802.11a	802.11n
Частотный диапазон, ГГц	2,4-2,483	5,15-5,25	2,4 или 5,0
Метод передачи	DSSS, OFDM	DSSS, OFDM	MIMO
Скорость, Мбит/с	1-54	6-54	6-300
Совместимость	802.11 b/n	802.11 n	802.11 a/b/g
Метод модуляции	BPSK, QPSK, OFDM	BPSK, QPSK, OFDM	BPSK, 64-QAM
Дальность связи в помещении, м	20-50	10-20	50-100
Дальность связи вне помещения, м	250	150	500

14.2. Стандарт IEEE 802.11g

Стандарт IEEE 802.11g, принятый в 2003 году, является логическим развитием стандарта 802.11b и предполагает передачу данных в том же частотном диапазоне, но с более высокими скоростями.

Максимальная скорость передачи данных в стандарте 802.11g составляет 54 Мбит/с.

Стандарт 802.11g содержит компромиссное решение: в качестве базовых применяются технологии OFDM и ССК, а опционально предусмотрено использование технологии PBCC.

Идея сверточного кодирования (Packet Binary Convolutional Coding, PBCC) заключается в следующем. Входящая последовательность информационных бит преобразуется в сверточном кодере таким образом, чтобы каждому входному биту соответствовало более одного выходного. То есть сверточный кодер добавляет определенную избыточную информацию к исходной последовательности. Если, к примеру, каждому входному биту соответствуют два выходных, то говорят о сверточном кодировании со скоростью равной $1/2$. Если же каждым двум входным битам соответствуют три выходных, то скорость сверточного кодирования будет составлять уже $2/3$.

Главным достоинством сверточных кодеров является помехоустойчивость формируемой ими последовательности. Дело в том, что при избыточности кодирования даже в случае возникновения ошибок приема исходная последовательность бит может быть безошибочно восстановлена. Для восстановления исходной последовательности бит на стороне приемника применяется декодер Витерби.

Для скорости 22 Мбит/с по сравнению с уже рассмотренной нами схемой PBCC передача данных имеет две особенности. Прежде всего, применяется 8-позиционная фазовая модуляция (8-PSK), то есть фаза сигнала может принимать восемь различных значений, что позволяет в одном символе кодировать уже три бита. Кроме того, в схему, за исключением сверточного кодера, добавлен пунктурный кодер (Puncture). Смысл такого решения довольно прост: избыточность сверточного кодера, равная 2 (на каждый входной бит приходится два выходных), достаточно высока и при определенных условиях помеховой обстановки является излишней, поэтому можно уменьшить избыточность, чтобы, к примеру, каждым двум входным битам соответствовали три выходных. Для этого можно, конечно, разработать соответствующий сверточный кодер, но лучше добавить в схему специальный пунктурный кодер, который будет просто уничтожать лишние биты. Допустим, пунктурный кодер удаляет один бит из каждых четырех входных бит. Тогда каждым четверем входящим бит будут соответствовать три выходящих. Скорость такого кодера составляет $4/3$. Если же такой кодер

используется в паре со сверточным кодером со скоростью $1/2$, то общая скорость кодирования составит уже $2/3$, то есть каждым двум входным битам будут соответствовать три выходных.

Технология PBCC является опциональной в стандарте IEEE 802.11g, а технология OFDM — обязательной. Для того чтобы понять суть технологии OFDM, рассмотрим более подробно многолучевую интерференцию, возникающую при распространении сигналов в открытой среде.

Говоря о многолучевой интерференции, возникающей при передаче сигналов, отмечают два крайних случая. В первом из них максимальная задержка между сигналами не превышает длительности одного символа и интерференция возникает в пределах одного передаваемого символа. Во втором — максимальная задержка между сигналами больше длительности одного символа, поэтому в результате интерференции складываются сигналы, представляющие разные символы, и возникает так называемая межсимвольная интерференция (Inter Symbol Interference, ISI).

Наиболее отрицательно на искажение сигнала влияет именно межсимвольная интерференция. Поскольку символ — это дискретное состояние сигнала, характеризующееся значениями частоты несущей, амплитуды и фазы, для разных символов меняются амплитуда и фаза сигнала, а следовательно, восстановить исходный сигнал крайне сложно.

По этой причине при высоких скоростях передачи применяется метод кодирования данных, называемый ортогональным частотным разделением каналов с мультиплексированием (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM). Суть его заключается в том, что поток передаваемых данных распределяется по множеству частотных подканалов и передача ведется параллельно на всех таких подканалах. При этом высокая скорость передачи достигается именно за счет одновременной передачи данных по всем каналам, тогда как скорость передачи в отдельном подканале может быть и невысокой.

При частотном разделении каналов необходимо, чтобы отдельный канал был достаточно узким для минимизации искажения сигнала, но в то же время — достаточно широким для обеспечения требуемой скорости передачи. Кроме того, для экономного использования всей полосы канала, разделяемого на подканалы, желательно расположить частотные подканалы как можно ближе друг к другу, но при этом избежать межканальной

интерференции, чтобы обеспечить их полную независимость. Частотные каналы, удовлетворяющие вышеперечисленным требованиям, называются ортогональными. Несущие сигналы всех частотных подканалов ортогональны друг другу. Важно, что ортогональность несущих сигналов гарантирует частотную независимость каналов друг от друга, а следовательно, и отсутствие межканальной интерференции.

Рассмотренный способ деления широкополосного канала на ортогональные частотные подканалы называется ортогональным частотным разделением с мультиплексированием (OFDM). Для его реализации в передающих устройствах используется обратное быстрое преобразование Фурье (IFFT), переводящее предварительно мультиплексированный на n -каналов сигнал из временного представления в частотное.

Одним из ключевых преимуществ метода OFDM является сочетание высокой скорости передачи с эффективным противостоянием многолучевому распространению. Конечно, сама по себе технология OFDM не исключает многолучевого распространения, но создает предпосылки для устранения эффекта межсимвольной интерференции. Дело в том, что неотъемлемой частью технологии OFDM является охранный интервал (Guard Interval, GI) — циклическое повторение окончания символа, пристраиваемое в начале символа.

Охранный интервал создает паузы между отдельными символами, и если его длительность превышает максимальное время задержки сигнала в результате многолучевого распространения, то межсимвольной интерференции не возникает.

При использовании технологии OFDM длительность охранныго интервала составляет одну четвертую длительности самого символа. При этом символ имеет длительность 3,2 мкс, а охранный интервал – 0,8 мкс. Таким образом, длительность символа вместе с охранным интервалом составляет 4 мкс.

В протоколе 802.11g на низких скоростях передачи применяется двоичная и квадратурная фазовые модуляции BPSK и QPSK. При использовании BPSK-модуляции в одном символе кодируется только один информационный бит, а при QPSK-модуляции — два информационных бита. Модуляция BPSK применяется для передачи данных на скоростях 6 и 9 Мбит/с, а модуляция QPSK — на скоростях 12 и 18 Мбит/с.

Для передачи на более высоких скоростях используется квадратурная амплитудная модуляция QAM (Quadrature Amplitude Modulation), при которой информация кодируется за счет изменения фазы и амплитуды сигнала. В протоколе 802.11g применяется модуляция 16-QAM и 64-QAM. Первая модуляция предполагает 16 различных состояний сигнала, что позволяет закодировать 4 бита в одном символе; вторая — 64 возможных состояния сигнала, что дает возможность закодировать последовательность 6 бит в одном символе. Модуляция 16-QAM используется на скоростях 24 и 36 Мбит/с, а модуляция 64-QAM — на скоростях 48 и 54 Мбит/с.

14.3. Топологии беспроводных сетей Wi-Fi

Сети стандарта 802.11 могут строиться по любой из следующих топологий:

1. Независимые базовые зоны обслуживания (Independent Basic Service Sets, IBSSs);
2. Базовые зоны обслуживания (Basic Service Sets, BSSs);
3. Расширенные зоны обслуживания (Extended Service Sets, ESSs).

1. Независимые базовые зоны обслуживания (IBSS)

IBSS представляет собой группу работающих в соответствии со стандартом 802.11 станций, связывающихся непосредственно одна с другой. На рис. 14.1 показано, как станции, оборудованные беспроводными сетевыми интерфейсными картами (network interface card, NIC) стандарта 802.11, могут формировать IBSS и напрямую связываться одна с другой.

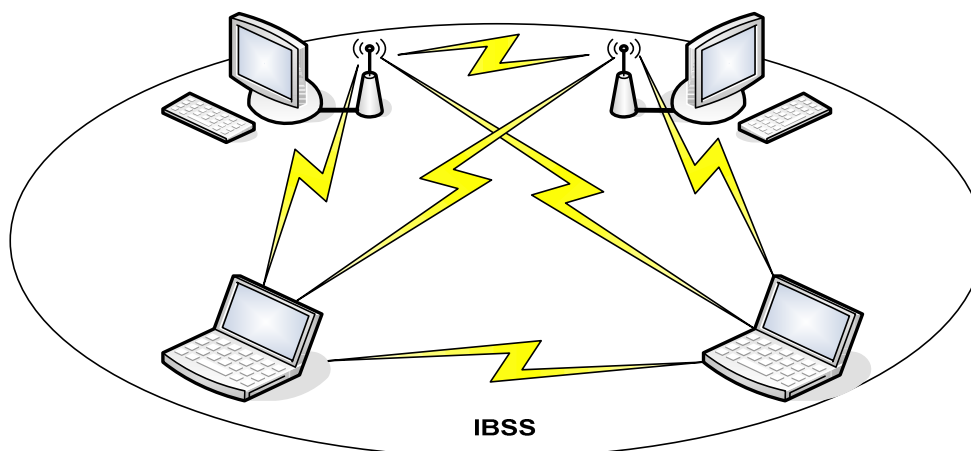


Рис.14.1. Ad-Нос сеть (IBSS)

Специальная сеть, или независимая базовая зона обслуживания (IBSS), возникает, когда отдельные устройства-клиенты формируют самоподдерживающуюся сеть без использования отдельной точки доступа (AP – Access Point). При создании таких сетей не разрабатывают какие-либо карты места их развертывания и предварительные планы, поэтому они обычно невелики и имеют ограниченную протяженность, достаточную для передачи совместно используемых данных при возникновении такой необходимости.

Поскольку в IBSS отсутствует точка доступа, распределение времени (timing) осуществляется децентрализованно. Клиент, начинающий передачу в IBSS, задает сигнальный (маячковый) интервал (beacon interval) для создания набора моментов времени передачи маячкового сигнала (set of target beacon transmission time, TBTT). Когда завершается TBTT, каждый клиент IBSS выполняет следующее:

- Приостанавливает все несработавшие таймеры задержки (backoff timer) из предыдущего TBTT;
- Определяет новую случайную задержку;

2. Базовые зоны обслуживания (BSS)

BSS – это группа работающих по стандарту 802.11 станций, связывающихся одна с другой. Технология BSS предполагает наличие особой станции, которая называется точка доступа AP (Access Point). Точка доступа – это центральный пункт связи для всех станций BSS. Клиентские станции не связываются непосредственно одна с другой. Вместо этого они связываются с точкой доступа, а уже она направляет кадры к станции-адресату. Точка доступа может иметь порт восходящего канала (uplink port), через который BSS подключается к проводной сети (например, восходящий канал Ethernet). Поэтому BSS иногда называют инфраструктурой BSS. На рис. 14.2 представлена типичная инфраструктура BSS.

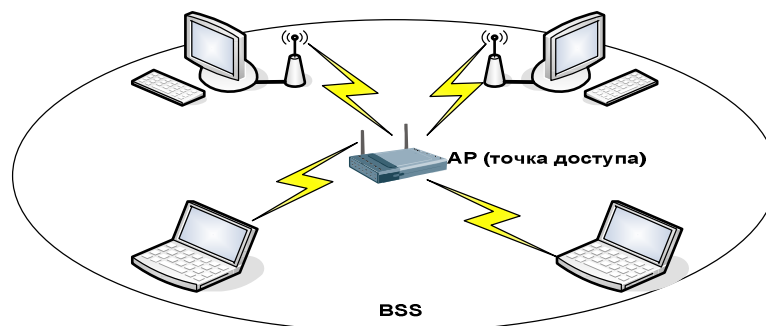


Рис. 14.2. Инфраструктура локальной беспроводной сети BSS

3. Расширенные зоны обслуживания (ESS).

Несколько инфраструктур BSS могут быть соединены через их интерфейсы восходящего канала. Там, где действует стандарт 802.11, интерфейс восходящего канала соединяет BBS с распределительной системой (Distribution System, DS). Несколько BBS, соединённых между собой через распределительную систему, образуют расширенную зону обслуживания (ESS). Восходящий канал к распределительной системе не обязательно должен использовать проводное соединение. На рис. 13.3 представлен пример практического воплощения ESS. Спецификация стандарта 802.11 оставляет возможность реализации этого канала в виде беспроводного. Но чаще восходящие каналы к распределительной системе представляют собой каналы проводной технологии Ethernet.

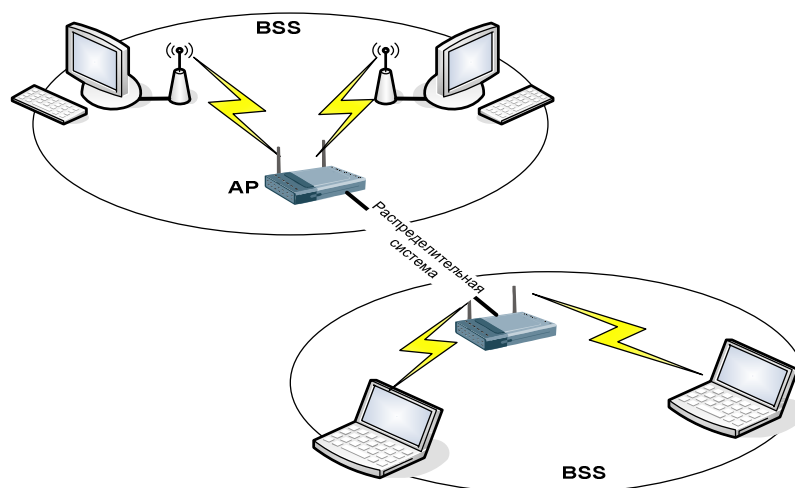


Рис. 14.3. Расширенная зона обслуживания ESS беспроводной сети

14.4. Зона покрытия Wi-Fi сети

Фирма производитель Wi-Fi оборудования, как правило, указывает зону устойчивой работы WiFi радиостанции. Так для оборудования Wi-Fi при

мощности передатчика 16-18 *dBm* зона устойчивой работы составляет 200 м (HW-2454), исходя из этого и учитывая то что, мощность сигнала падает пропорционально квадрату расстояния можно рассчитать необходимую дополнительную мощность сигнала для передачи на любое расстояние.

$$\Delta P = 20 \cdot (\lg L - 2,3), \quad (1)$$

где ΔP – дополнительная мощность необходимая системе, [dBm];

L – расстояние [м].

Необходимую дополнительную мощность ΔP можно получить, используя антенную технику. Так как маркировка продаваемых антенн идет, как правило, в *dB*i** (коэффициент усиления по отношению к изотропной антенне), то его необходимо перевести в *dB*d** (коэффициент усиления по отношению к дипольной антенне)

$$dBd = sBi - 2,2 \quad (2)$$

В целом при использование антенн на коэффициент усиления системы будет влиять

- потери в фидерах;
- коэффициент усиления антенны передатчика;
- коэффициент усиления антенны приемника.

Потери в фидерах (кабельных сборках) можно рассчитать исходя из следующих характеристик:

- потери в пиктейлах – 2 dBm/m;
- потери в кабеле RJ-8U – 0,3 dBm/m;
- потери в конекторах – 1-2 dBm/m.

Радиостанции стандарта Wi-Fi 802.11 имеют мощность передатчикам от 30-100 мВт, поэтому могут быть использованы без лицензии.

Кроме того CFR оговаривает и сами уровни мощности передачи. Допустима пиковая мощность 1 Вт (30 *dBm*) с антенной имеющей коэффициент усиления 6 *dB*i**. Другими словами если радиостанция не участвует в формирование моста, то ее EIRP (эквивалентная изотропно излучаемая мощность) не должен превышать 36 *dB*i**.

Для мостов действует правило, согласно которому мощность передатчика должна снижаться на 1 дБ при каждом увеличении усиления антенны на 3 dB свыше уровня 6 *dB*i**.

Используя выше сказанное можно оценить максимально допустимый радиус охвата точки доступа для случая когда она не работает в качестве моста:

$$L_{\max} \sim 1230 \text{ м.}$$

В табл. 14.2 показано зависимость зоны Френеля от дистанции между антеннами.

Табл. 14.2. Необходимое пространство зоны Френеля для организации надежной связи Wi-Fi антен

Дистанция между антеннами [м]	Требуемый радиус первый зоны френеля на частоте 2,4Ghz [м]	Требуемый радиус первый зоны френеля на частоте 5Ghz [м]
300	3,06	2,12
1600	7	4,9
8000	15,81	10,95
10000	17,68	12,25
15000	21,65	15

Тогда для наихудшего случая формула (1) принимает вид:

$$\Delta P = 40 \cdot (\lg L - 1,14).$$

Краткие итоги лекции 14

1. Среди систем связи с подвижными объектами заметное место занимают системы беспроводного доступа Wi-Fi.
2. Широко распространен стандарт IEEE 802.11g с максимальной скоростью передачи 54 Мбит/с.
3. Основу передачи в этом стандарте составляют две технологии передачи – это технология сверточного кодирования (PBCC) и технология ортогональным частотным разделением каналов с мультиплексированием (OFDM).
4. В PBCC для обеспечения высокой помехозащищенности канала связи используется сверточное кодирование совместно с алгоритмом

демодуляции Витерби, позволяющий исправлять даже длинные серии ошибок.

5. При РВСС в зависимости от шумовых характеристик канала связи автоматически производится регулировка количества проверочных битов (пунктурный кодер), за счет чего достигается повышение скорости передачи в каналах с «малым» уровнем шума.
6. В OFDM используются принципы, при котором передача информации производится по нескольким частотным каналам, каждый из которых занимает узкую часть спектра канала.
7. Для борьбы с многолучевыми эффектами используется защитный временной интервал между передачами пакетов данных.
8. За счет того, что OFDM-символ является достаточно длительным, многолучевые эффекты значительно снижены, так как проявляются для коротких импульсов.
9. При построении беспроводных сетей на основе Wi-Fi основными топологиями являются: независимые базовые зоны обслуживания, базовые зоны обслуживания и расширенные зоны обслуживания.
10. При расчете протяженности зон обслуживания Wi-Fi сетей основными параметрами для расчета является рабочая частота, мощность передатчика, усиление антенны, а также потери, которые претерпевает сигнал при прохождении через открытое пространство и элементах цепи.

Вопросы по лекции 14

1. Приведите характеристики (частотный диапазон, скорость передачи, вид модуляции) стандартов беспроводного доступа 802.11g, 802.11a, 802.11n
2. В чем заключается идея сверточного кодирования (РВСС)?
3. Чем понятие интерференции отличается от межсимвольной интерференции для радиосистем?
4. Опишите принципы ортогонального частотного разделения каналов с мультиплексированием (OFDM).
5. С какой целью разработана технология OFDM?
6. Сколько составляет охранный интервал в OFDM?
7. Перечислите какие основные топологии применяются при построении беспроводных сетей Wi-Fi?

8. Опишите беспроводную сеть, работающую в режиме Ad-Нос.
9. В чем основное отличие беспроводных сетей, работающих в режиме Ad-Нос от сетей в топологии базовой зоны обслуживания (расширенной зоны обслуживания)?
10. Чем определяется зона покрытия Wi-Fi сети?
11. Как рассчитывается максимальная дальность связи для беспроводной Wi-Fi сети.

Лекция 15. LTE

Краткая аннотация лекции: приведены описание истории развития LTE-стандарта, описание радиointерфейса, элементов и устройств LTE-сетей, описание канальных ресурсов в частотно-временной области.

Цель лекции: изучить функции элементов и устройства LTE-сетей: OFDM, MIMO, SAE.

15.1. История развития LTE

Разработка технологии LTE как стандарта официально началась в конце 2004 года (рис. 15.1). Основной целью исследований на начальном этапе был выбор технологии физического уровня, которая смогла бы обеспечить высокую скорость передачи данных. В качестве основных были предложены два варианта: развитие существующего радиointерфейса W-CDMA (используемого в HSPA) и создание нового на основе технологии OFDM. В результате проведенных исследований единственной подходящей технологией оказалась OFDM, и в мае 2006 года в 3GPP была создана первая спецификация на радиointерфейс Evolved UMTS Terrestrial Radio Access (E-UTRA). Первые, предварительные спецификации LTE создавались в рамках так называемого 3GPP Release 7. А в декабре 2008 года утверждена версия стандартов 3GPP Release 8, фиксирующая архитектурные и функциональные требования к системам LTE. В середине 2009 года ожидается выход в свет первых опытных систем на основе LTE, а в 2010 – первых коммерческих сетей.



Рис.15.1. Основные этапы развития технологии LTE

По сравнению с ранее разработанными системами 3G, радиointерфейс LTE обеспечивает улучшенные технические характеристики. В частности, в LTE ширина полосы пропускания может варьироваться от 1,4 до 20 МГц (по более ранним источникам – от 1,25 МГц), что позволяет удовлетворить

потребностям разных операторов связи, обладающих различными полосами пропускания. При этом оборудование LTE одновременно поддерживает не менее 200 активных соединений (т.е. 200 телефонных звонков) на каждую 5-МГц ячейку. Также ожидается, что LTE улучшит эффективность использования радиочастотного спектра, т.е. возрастет объем данных, передаваемых в заданном диапазоне частот. LTE позволит достичь внушительных агрегатных скоростей передачи данных – до 50 Мбит/с для восходящего соединения (от абонента до базовой станции) и до 100 Мбит/с для нисходящего соединения (от базовой станции к абоненту) (в полосе 20 МГц). При этом должна обеспечиваться поддержка соединений для абонентов, движущихся со скоростью до 350 км/ч. Зона покрытия одной БС – до 30 км в штатном режиме, но возможна работа с ячейками радиусом более 100 км. Поддерживаются многоантенные системы MIMO.

Радиоинтерфейс LTE позиционируется в качестве решения, на которое операторы будут постепенно переходить с нынешних систем стандартов 3GPP и 3GPP2, а его разработка является важным этапом в процессе перехода к сетям четвертого поколения 4G. Фактически спецификация LTE уже содержит большую часть функций, изначально предназначавшихся для систем 4G, поэтому ее иногда именуют «технологией 3,9G». Но развитие технологии LTE продолжается. Уже разрабатываются спецификации следующего поколения, так называемые LTE-Advanced.

15.2. Принципы построения радиоинтерфейса по технологии LTE

LTE базируется на трех основных технологиях: мультиплексирование посредством ортогональных несущих OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing), многоантенные системы MIMO (Multiple Input Multiple Output) и эволюционная системная архитектура сети (System Architecture Evolution).

Принципиально, что дуплексное разделение каналов может быть как частотным (FDD), так и временным (TDD). Это позволяет операторам очень гибко использовать частотный ресурс. Такое решение открывает путь на рынок тем компаниям, которые не обладают спаренными частотами. С другой стороны, поддержка FDD очень удобна для традиционных сотовых операторов, поскольку у них спаренные частоты есть «по определению» – так организованы практически все существующие системы сотовой связи. Сама же по себе система FDD существенно более эффективна в плане

использования частотного ресурса, чем TDD, – в ней меньше накладных расходов (служебных полей, интервалов и т.п.).

Обмен между базовой станцией (БС) и мобильной станцией (МС) строится по принципу циклически повторяющихся кадров (в терминологии LTE – радиокادر). Длительность радиокadra – 10 мс. Все временные параметры в спецификации LTE привязаны к минимальному временному кванту $T_s = 1 / (2048 \cdot \Delta f)$, где Δf – шаг между поднесущими, стандартно – 15 кГц. Таким образом, длительность радиокadra – $307200T_s$. Сам же квант времени соответствует тактовой частоте 30,72 МГц, что кратно стандартной в 3G-системах (WCDMA с полосой канала 5 МГц) частоте обработки 3,84 МГц ($8 \times 3,84 = 30,72$).

Стандарт LTE предусматривает два типа радиокadres. Тип 1 предназначен для частотного дуплексирования – как для полного дуплекса, так и для полудуплекса. Такой кадр состоит из 20 слотов (длительностью 0,5 мс), нумеруемых от 0 до 19. Два смежных слота образуют субкадр (рис.15.2). При полнодуплексном режиме радиокadres в восходящем и нисходящем каналах передаются параллельно, но с оговоренным в стандарте временным сдвигом.



Рис. 15.2. Структура кадра LTE при частотном разделении дуплексных каналов

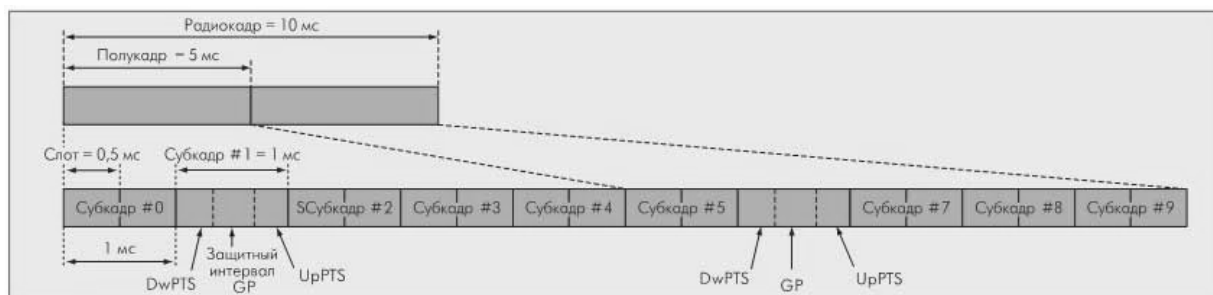


Рис. 15.3. Структура кадра LTE при временном разделении дуплексных каналов

Радиокадр типа 2 (рис. 15.3) предназначен только для временного дуплексирования. Он состоит из двух полукадров длительностью по 5 мс. Каждый полукадр включает 5 субкадров длительностью 1 мс. Стандарт предусматривает два цикла временного дуплексирования – 5 и 10 мс. В первом случае 1-й и 6-й субкадры идентичны и содержат служебные поля DwPTS, UpPTS и защитный интервал GP. При 10-мс цикле TDD 6-й субкадр используется для передачи данных в нисходящем канале. Субкадры 0 и 5, а также поле DwPTS всегда относятся к нисходящему каналу, а субкадр 2 и поле UpPTS – к восходящему. Распределение остальных субкадров определяется (табл. 14.1). Возможны несколько вариантов длительности полей DwPTS, UpPTS и GP, но их сумма всегда равна 1 мс.

Табл. 15.1. Распределение субкадров в радиокадре типа 2

Конфигурация	Цикл TDD, мс	Номер субкадра									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

D – нисходящий канал,

U – восходящий,

S – субкадр со специальными полями

В LTE используется модуляция OFDM, хорошо исследованная в системах DVB, Wi-Fi и WiMAX. Технология OFDM предполагает передачу широкополосного сигнала посредством независимой модуляции узкополосных поднесущих вида $S_k(t) = a_k \cdot \sin[2\pi(f_0 + k\Delta f)]$, расположенных с определенным шагом по частоте Δf . Один OFDM-символ содержит набор модулированных поднесущих. Во временной области OFDM-символ включает поле данных (полезная информация) и так называемый

циклический префикс CP (Cyclic Prefix) – повторно передаваемый фрагмент конца предыдущего символа (рис. 15.4). Назначение префикса – борьба с межсимвольной интерференцией в приемнике вследствие многолучевого распространения сигнала. Отраженный сигнал, приходящий с задержкой, попадает в зону префикса и не накладывается на полезный сигнал. В LTE принят стандартный шаг между поднесущими $\Delta f = 15$ кГц, что соответствует длительности OFDM-символа 66,7 мкс.

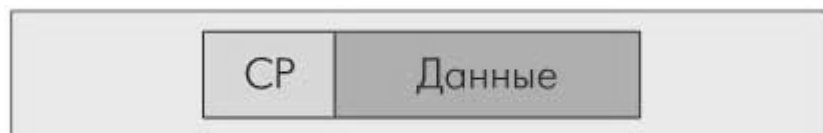


Рис. 15.4. OFDM-символ с циклическим префиксом

Каждому абонентскому устройству (АУ) в каждом слоте назначается определенный диапазон канальных ресурсов в частотно-временной области (рис. 15.5) – ресурсная сетка. Ячейка ресурсной сетки – так называемый ресурсный элемент – соответствует одной поднесущей в частотной области и одному OFDM-символу – во временной. Ресурсные элементы образуют ресурсный блок – минимальную информационную единицу в канале. Ресурсный блок занимает 12 поднесущих (т.е. 180 кГц) и 7 или 6 OFDM-символов, в зависимости от типа циклического префикса (табл. 15.2) – так, чтобы общая длительность слота составляла 0,5 мс. Число ресурсных блоков NRB в ресурсной сетке зависит от ширины полосы канала и составляет от 6 до 110 (ширина частотных полос восходящего/нисходящего каналов в LTE – от 1,4 до 20 МГц). Ресурсный блок – это минимальный ресурсный элемент, выделяемый абонентскому устройству планировщиком базовой станции. О распределении ресурсов в каждом слоте базовая станция сообщает в специальном управляющем канале.

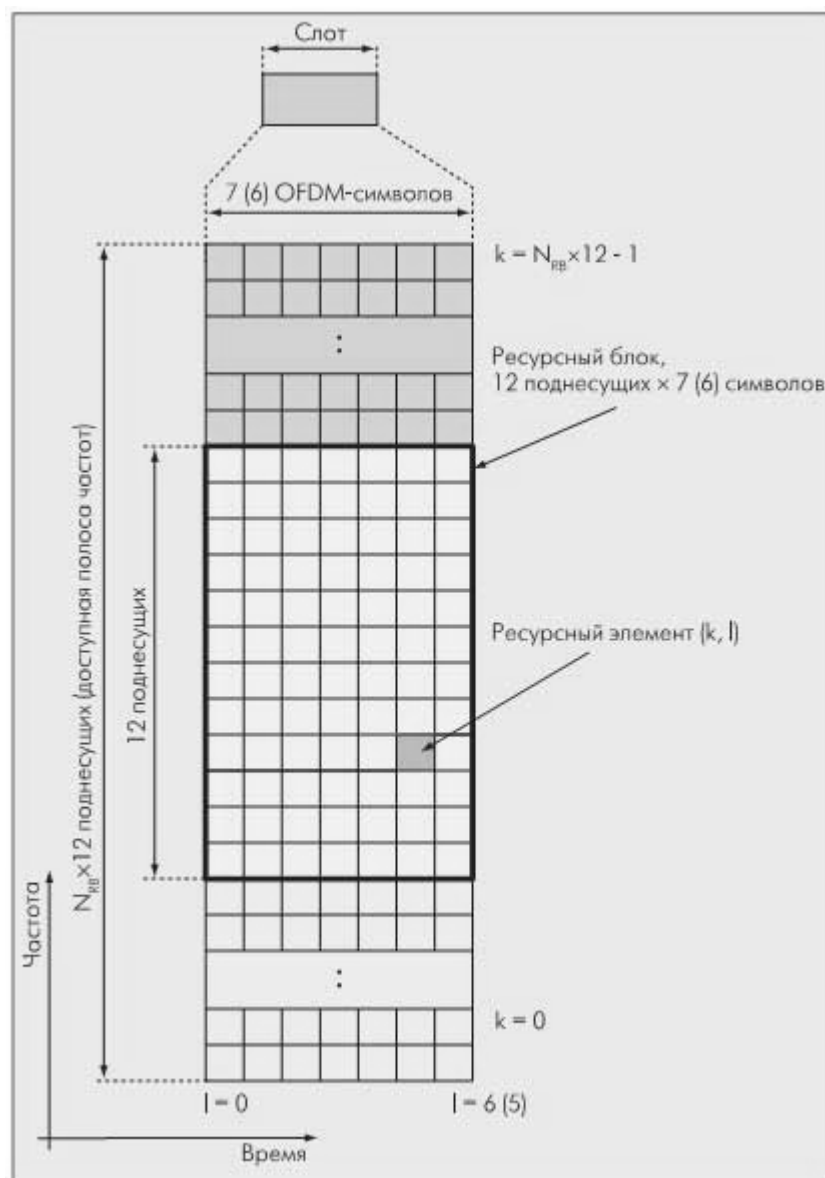


Рис. 15.5. Ресурсная сетка LTE при стандартном шаге поднесущих $\Delta f = 15$ кГц

Длительность префикса 4,7 мкс позволяет бороться с задержкой отраженного сигнала, прошедшего путь на 1,4 км больше, чем прямо распространяющийся сигнал. Для систем сотовой связи в условиях города этого обычно вполне достаточно. Если же нет – используется расширенный префикс, обеспечивающий подавление межсимвольной интерференции в ячейках радиусом до 120 км. Такие огромные ячейки полезны для разного рода широковещательных сервисов (MBMS), таких как мобильное ТВ-вещание. Для этих же режимов (только в нисходящем канале) предусмотрена особая структура слота, с шагом между поднесущими 7,5 кГц и циклическим префиксом 33,4 мкс. В слоте при этом всего три OFDM-символа. Особый

случай широковещательного сервиса представляет режим MBSFN (мультимедийный широковещательный сервис для одночастотной сети). В этом режиме несколько БС в определенной MBSFN-зоне одновременно и синхронно передают общий широковещательный сигнал.

Табл. 15.2. Физический префикс в нисходящем канале при $\Delta f = 15$ кГц

Тип префикса	Длина префикса		Длина слота, OFDM-символов
	T_s	мкс	
Стандартный:			7
первый символ слота	160	5,2	
остальные 6 символов слота	144	4,7	
Расширенный	512	16,7	6

Каждая поднесущая модулируется посредством 4-, 16- и 64-позиционной квадратурной фазово-амплитудной модуляции (QPSK, 16-QAM или 64-QAM). Соответственно, один символ на одной поднесущей содержит 2, 4 или 6 бит. При стандартном префиксе символьная скорость составит 14000 символов/с, что соответствует, при FDD-дуплексе, агрегатной скорости от 28 до 84 кбит/с на поднесущую. Сигнал с полосой 20 МГц содержит 100 ресурсных блоков или 1200 поднесущих, что дает общую агрегатную скорость в канале от 33,6 до 100,8 Мбит/с.

Спецификации LTE определяют несколько фиксированных значений для ширины восходящего и нисходящего каналов между БС и АС (в сетях E-UTRA) (табл. 15.3). Поскольку в OFDM используется быстрое преобразование Фурье (БПФ), число формальных поднесущих для упрощения процедур цифровой обработки сигнала должно быть кратно $N = 2n$ (т.е. 128, 256, ..., 2048). При этом частота выборок должна составлять $F_s = \Delta f \cdot N$. При заданных в стандарте значениях она оказывается кратной 3,84 МГц – стандартной частоте выборок в технологии WCDMA. Это очень удобно для создания многомодовых устройств, поддерживающих как WCDMA, так и LTE. Разумеется, при формировании сигнала амплитуды

«лишних» поднесущих (включая центральную поднесущую канала) считаются равными нулю.

Табл. 15.3. Параметры канала передачи между Бс и АУ

Ширина канала, МГц	1,4	3	5	10	15	20
Число ресурсных блоков	6	15	25	59	75	100
Число поднесущих	72	180	300	600	900	1200
Число номинальных несущих для БПФ	128	256	512	1024	1536	2048
Тактовая частота для БПФ, МГц	1,92	3,84	7,68	15,36	23,04	30,72

15.3. Многоантенные системы

Как и все современные технологии беспроводной связи, в LTE поддерживаются многоантенные системы (MIMO). Учитывая ориентацию этой технологии на максимально простые абонентские устройства, техника MIMO в LTE максимально упрощена. Стандарт рассматривает MIMO-схемы с одной, двумя и четырьмя передающими и приемными антеннами в различных сочетаниях. В MIMO-системах есть два основных вида передачи – пространственное мультиплексирование и диверсифицированная передача. Первый режим означает, что каждый антенный канал передает независимый информационный поток. При этом сами каналы должны быть некоррелированными. Возможно два вида пространственно-мультиплексированной передачи – для одного АУ (SU-MIMO) и для группы АУ (MU-MIMO). В первом случае БС передает несколько независимых потоков данных одному АУ. При этом в АУ должно быть по крайней мере не меньше антенн, чем у БС. В MU-MIMO ресурсные элементы с одинаковыми частотно-временными параметрами должны приниматься различными АУ (при этом речь о цифровом формировании диаграммы направленности не идет).

Принципиально, что одновременно по всем антенным каналам может передаваться только два кодовых слова (т.е. только два логически независимых информационных потока). Поэтому, несмотря на четыре

возможных антенных канала, в режиме MU-MIMO БС в одном частотно-временном диапазоне способна работать только с двумя АУ.

Диверсифицированная передача означает, что несколько антенных каналов используются для передачи одного потока данных. Эта техника предназначена для борьбы с замираниями в радиоканале и направлена только на улучшение качества передачи в канале. На скорость передачи она влияет опосредованно, через повышение качества канала.

В восходящем канале возможна схема пространственного мультиплексирования множества абонентов MU-MIMO. Несколько АУ, каждое с одной антенной, могут использовать одинаковые частотно-временные ресурсы, но за счет декоррелированных антенных каналов БС работает со всеми ними одновременно.

15.4. Сетевая архитектура SAE

Для технологии LTE консорциум 3GPP предложил новую сетевую инфраструктуру (SAE – System Architecture Evolution). Цель и сущность концепции SAE – эффективная поддержка широкого коммерческого использования любых услуг на базе IP и обеспечение непрерывного обслуживания абонента при его перемещении между сетями беспроводного доступа, которые не обязательно соответствуют стандартам 3GPP (GSM, UMTS, WCDMA и т.д.) (рис. 15.6).

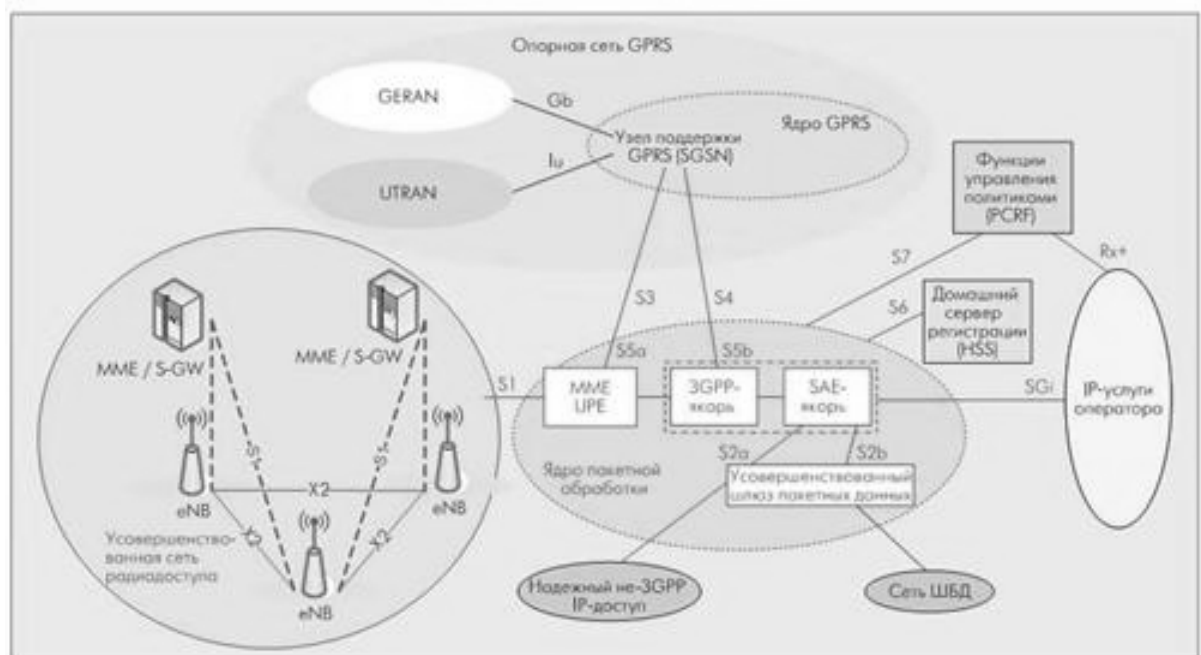


Рис. 15.6. Основные компоненты архитектуры SAE

В сети с архитектурой SAE могут применяться узлы только двух типов – базовые станции (evolved NodeB, eNodeB) и шлюзы доступа (Access Gateway, AGW). Уменьшение числа типов узлов позволит операторам снизить расходы как на развертывание сетей LTE/SAE, так и на их последующую эксплуатацию. Ядро сети SAE включает в себя четыре ключевых компонента:

- модуль управления мобильностью (Mobility Management Entity, MME) обеспечивает хранение служебной информации об абоненте и управление ею, авторизацию терминальных устройств в наземных сетях мобильной связи и общее управление мобильностью;
- модуль управления абонентом (User Plane Entity, UPE) отвечает за установление нисходящего соединения, шифрование данных, маршрутизацию и пересылку пакетов;
- 3GPP-якорь играет роль шлюза между сетями 2G/3G и LTE;
- SAE-якорь используется для поддержки непрерывности сервиса при перемещении абонента между сетями, как соответствующими спецификациям 3GPP, так и не соответствующими (I-WLAN и т.п.).

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

Функциональные элементы можно по-разному распределять среди аппаратуры сети. Например, 3GPP-якорь допустимо (но не обязательно) располагать вместе с модулем управления абонентом. Аналогично, модули MME и UPE можно совмещать либо реализовывать в разных узлах сети.

Важная особенность SAE – пользовательские данные могут пересылаться между базовыми станциями непосредственно, причем как с помощью проводной, так и беспроводной связи (интерфейс X2). Это особенно важно при хендвере, для быстрого бесшовного переключения пользователя между БС. Разумеется, допустимо передавать данные между БС и через шлюзы транспортной IP-сети. Возможность непосредственной беспроводной передачи данных между БС фактически означает, что в архитектуре SAE заложена функциональность mesh-сети.

Значительное внимание в документах 3GPP Release 8 уделено обеспечению качества сервиса, выбору сети и использованию идентификационных данных. Появление многомодовых терминалов, предназначенных, например, для работы в сетях Wi-Fi и сотовой связи, позволяет обслуживать абонентов с применением разных вариантов доступа. В этой связи в SAE предусмотрены механизмы выбора наиболее удобной инфраструктуры для предоставления услуг, необходимых абоненту.

Как отмечают разработчики SAE, предложенные ими архитектурные изменения позволят значительно уменьшить задержки передачи данных, которые особенно критичны для таких приложений, как VoIP или онлайн-игры. В частности, задержки радиосети при передаче данных пользователя не должны превышать 10 мс (5 мс для коротких IP-пакетов при небольшой сетевой нагрузке). Эти значения, по крайней мере, на 50% лучше аналогичных показателей наиболее совершенных сетей 3G.

Краткие итоги лекции 15

1. Среди современных технологий связи с подвижными объектами заметное место занимает технология беспроводного доступа LTE, которая по своим характеристикам практически вплотную подходит к сетям четвертого поколения.
2. Особенностью данного стандарта является возможность интеграции с сетями, работающими с физическими с частотным и временным разделением каналов. LTE включает в себя три основные технологии: OFDM, MIMO, SAE.
3. Технология OFDM, аналогично технологии Wi-Fi предполагает передачу информации множества узкополосных сигналов, занимающих весь отведенный спектр частот, а для борьбы с межсимвольной интерференцией между передаваемыми символами вставляется пауза, называемой префиксом CP.
4. Технология OFDM позволяет производить обмен данными с сетями прошлого поколения.
5. Технология MIMO представляет собой вид упрощенной технологии с разнесенным приемом. Данная технология поддерживает два режима:

пространственное мультиплексирование и диверсифицированная передача.

6. В режиме пространственного мультиплексирования используется нескольких антенн, что позволяет передавать несколько потоков данных от независимых источников информации
7. В режиме диверсифицированной передачи происходит передача одного и того потока данных.
8. Технология MIMO обеспечивает борьбу с замираниями.
9. Технология SAE предназначена для предоставления услуг на базе IP с возможностью обслуживания подвижных абонентов, не оснащенных 3GPP устройствами.
10. В технологии SAE используются два компонента, разработанные специально для LTE – это 3GPP-якорь, играющего роль шлюза между 2G/3G и LTE сетями, и SAE-якорь для обеспечения непрерывной связи как для 3GPP-устройств, так и устройств, не удовлетворяющих этой спецификации.

Вопросы по лекции 15

1. На каких технологиях базируется LTE?
2. Сколько составляет временной квант в стандарте LTE?
3. Какова длительность одного радиокадра в LTE?
4. С какой целью в LTE предусмотрено два типа радиокадров?
5. В чем состоит принцип использования многоантенных систем MIMO в технологии LTE?
6. Что такое ресурсный блок в технологии LTE?
7. Как называется минимальная информационная единица в канале технологии LTE?
8. Из чего состоит ресурсный блок в технологии LTE?
9. Чем отличается пространственное мультиплексирование от диверсифицированной передачи в технологии LTE?
10. За что отвечает модуль управления мобильностью (Mobility Management Entity, MME)
11. За что отвечает модуль управления абонентом (User Plane Entity, UPE) в системе LTE?

Упражнения

1. Изобразите кадр LTE при частотном разделении дуплексных каналов.
2. Изобразите кадр LTE при временном разделении дуплексных каналов.
3. Изобразите ресурсную сетку LTE.

Заключение

Среди проблем в области систем связи с подвижными объектами, одним из ключевых мест занимает подготовка и переобучение кадров. Это связано с очень стремительным развитием радиорелейных, спутниковых, но в первую очередь беспроводных технологий передачи.

Развитие технологий отчасти тормозится уже существующей инфраструктурой аппаратуры связи, но острая необходимость в передаче значительных объемов информации фактически привела к разработке высокоскоростных технологий передачи данных, а затем к разработке таких технологий, которые бы поддерживали не только «свои» способы формирования и передачи сигналов, но и все предыдущие стандарты. Данные процессы к настоящему моменту привело к одновременному функционированию мобильных систем второго, третьего и четвертого поколений.

Такое интенсивное развитие технологий мобильных систем предъявляет повышенные требования к специалистам в области радиосвязи. Поэтому инженерам-связистам необходимо обладать достаточно большим запасом знаний, который включает не только знание представлений о частотном, временном и кодовом разделении, но и знание способов модуляции, алгоритмов коррекции линейных искажений, способов демодуляции, принципов борьбы с межсимвольными искажениями, методами борьбы с пакетными ошибками, знаний моделей предсказания сигналов и т.д. Этот объем знаний является необходимым базисом для дальнейшего самостоятельного изучения появляющихся «новых» технологий.

Автор надеется, что материал настоящего учебного пособия был изложен в доступной форме, что облегчит читателям изучение технологий современных систем связи с подвижными объектами.

Список литературы

1. Бабков В.Ю., Вознюк М.А., Никитин А.Н., Сиверс М.А. Системы связи с кодовым разделением каналов. СПб: Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. Бонч-Бруевича, 1999 – 121 с.
2. Маковеева М.М., Шинаков Ю.С. Системы связи с подвижными объектами. Учебное пособие. М.: Радио и связь, 202 – 440 с.
3. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: Учебник для вузов. СПб: Питер, 2011 – 944 с.
4. Гольдштейн Б.С., Соколов Н.А., Яновский Г.Г. Сети связи: Учебник для ВУЗов. СПб.:БХВ-Петербург, 2010 – 400 с.
5. Гордиенко В.Н., Крухмалев В.В., Моченов А.Д., Шарафутдинов Р.М. Оптические телекоммуникационные системы. Учебник для вузов /. Под ред. В.Н. Гордиенко. – М.: Горячая линия – Телеком, 2011 – 368 с.
6. Ратынский М.В. Основы сотовой связи./ Под ред. Д. Б. Зимина. – М.: Радио и связь – 248 с.
7. Макаров С. Б., Певцов Н. В., Попов Е. А., Сиверс М. А. Телекоммуникационные технологии. Введение в технологии GSM : учеб. пособие для вузов. – 2-е изд., испр. – М.: Академия, 2008 – 256 с.
8. Берлин А. Н. Коммутация в системах и сетях связи. – М. : Эко-Трендз, 2006. – 344 с.
9. Васин В.А., Калмыков В.В. Радиосистемы передачи информации: учеб. пособие для вузов. – М. : Горячая линия-Телеком, 2005. – 472 с.
10. Ломовицкий В.В., Михайлов А.И. Основы построения систем и сетей передачи информации: учеб. пособие для вузов. – М. : Горячая линия - Телеком, 2005. – 382 с.
11. Хрусталева Д. А. Новейшее руководство по сотовой связи. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004. – 176 с.
12. Кулаков В.Г., Гаранин М.В. Информационная безопасность телекоммуникационных систем. (Технические аспекты) – М.: Радио и связь, 2004. – 304 с.

Глоссарий

Ключевые термины лекции 1

Кластер – группа соседних частот с различными наборами частот.

Метод многократного использования частот – использование одного и того же набора частот в несопряженных сотах.

Микросоты – соты с радиусом несколько сот метров.

Пикосоты – соты с радиусом несколько десятков метров.

Базовая станция включает в себя приемопередающее устройство, антенно-фидерное устройство и управляющее устройство (контроллер).

Контроллер предназначен для обработки соединений мобильной станции с остальной сетью.

Каналы управления предназначены для обмена информацией, связанной с выполнением заявки на обслуживание, вызовом абонента и установлением соединения между вызывающим и вызываемым абонентом.

Информационные каналы предназначены для передачи речи или данных между пользователями.

Многолучевое распространение – явление приема не только основного сигнала, но и его копий, имеющих разные амплитуды и временные задержки.

Ключевые термины лекции 2

Поколение 1G – аналоговые системы сотовой связи.

Поколение 2G – цифровые системы сотовой связи, пришедшие на смену аналоговых систем связи.

Поколение 3G – цифровые системы сотовой связи с пакетной передачей сообщений.

Поколение 4G – цифровые системы сотовой связи, позволяющие поддерживать более старые стандарты сотовой связи.

Ключевые термины лекции 3

Трафик – объем информации, проходящей через канал связи.

Емкость системы связи определяется количеством абонентов, которые могут одновременно воспользоваться данной системой.

Ключевые термины лекции 4

Принцип временного разделения каналов заключается в том, что имеющийся ресурс разделяется между участниками информационного обмена на циклически повторяющиеся промежутки времени

Принцип частотного разделения каналов заключается в том, что весь частотный спектр разделяется между пользователями.

Принцип кодового разделения каналов заключается в том, что используются специальные коды для идентификации соединений.

Таймслот – промежуток времени, в течение которого передается сигнал от одного абонента.

Защитный интервал – пауза между соседними таймслотами для предотвращения межканальных помех.

Полоса расфильтровки – полоса частот между соседними частотными каналами для предотвращения помех между соседними каналами.

Кодо-модулированный радиосигнала – шумоподобный сигнал, передаваемый в общий для других аналогичных передатчиков канал, в едином широком частотном диапазоне.

Псевдослучайный сигнал – сигнал со статистическими характеристиками близкими к случайному сигналу, но периодически повторяющийся.

Ключевые термины лекции 5

Аналого-цифровое преобразование – представление значения аналогового сигнала в некоторый момент времени в виде двоичной последовательности.

Цифро-аналоговое преобразование – преобразование двоичной последовательности в отсчет аналогового сигнала.

Линейное кодирование – кодирование сигнала, при котором два соседних уровня отличаются друг от друга на один и тот же шаг квантования.

Нелинейное кодирование – кодирование сигнала, при котором два соседних уровня отличаются друг от друга на шаг квантования, величина которого не является постоянной.

В АЦП параллельного типа преобразование в код происходит за один такт

В АЦП последовательного типа преобразование в код происходит за m тактов, где m совпадает с разрядностью АЦП.

Компрессор – устройство, уменьшающий динамический диапазон сигнала.

Экспандер – устройство, расширяющий динамический диапазон сигнала.

Импульсно-кодовая модуляция – модуляция, при которой двоичная последовательность формируется путем АЦП нескольких аналоговых сигналов, передаваемых в одно время.

Основной цифровой канал – канал связи со скоростью передачи 64 кбит/с.

Скремблер – устройство, комбинирующее передаваемый сигнал с псевдослучайной последовательностью.

Ключевые термины лекции 6

Автокорреляционная функция – статистическая взаимосвязь между случайными величинами из одного ряда, взятыми со сдвигом по времени.

Взаимная корреляционная функция – статистическая взаимосвязь между двумя случайными величинами из одного ряда, взятыми со сдвигом по времени.

Расширение – результат комбинирования (например, перемножения) псевдослучайной последовательности и передаваемого сигнала.

Rake-приемник – устройство для оценивания импульсной характеристики радиоканала для систем передачи с кодовым разделением каналов, представляющее собой набор корреляторов, анализирующих сигнал на различных временных интервалах.

Ключевые термины лекции 7

Модель Окамуры – модель предсказания уровня радиосигнала в системах подвижной радиосвязи, разработанная ученым Окамурой.

Модель Окамуры-Хата – модель предсказания уровня радиосигнала в системах подвижной радиосвязи на основе исследований Окамуры и аппроксимированная ученым Хата.

Медианное значение мощности сигнала – это такое значение сигнала, которое превышает в течение 50% времени наблюдения (например, месяца).

Усредненная медианная мощность – это такое значение сигнала, которое не превышает 50% времени наблюдения и в 50% точек приема, находящихся на расстоянии r от передающей станции.

Квазигладкая трасса по Окамуре – это трасса протяженностью несколько километров, на которой средняя высота неровностей не превышает 20 м.

Ключевые термины лекции 8

Система коммутации (NSS) выполняет функции обслуживания вызовов и установления соединений, а также отвечает за реализацию всех назначенных абоненту услуг.

Система базовых станций (BSS) отвечает за все функции, относящиеся к радиоинтерфейсу.

Хэндовер – процесс передачи сессии абонента от одной базовой станции к другой.

"Жёсткий" хэндовер – соединение с текущей ячейкой прерывается, после чего создаётся соединение с новой ячейкой.

"Мягкий" хэндовер – соединение с текущей ячейкой без прерывания соединения с предыдущей.

Роуминг – процедура предоставления услуг сотовой связи абоненту одного оператора в системе другого оператора.

Эквалайзинг – метод компенсации разности хода между составляющими лучами при многолучевом распространении, которая приводит к межсимвольной интерференции.

Скачки по частоте – метод расширения спектра, при котором несущая частота для каждого физического канала периодически изменяется, то есть каждый физический канал переводится на новый частотный канал.

Ключевые термины лекции 9

Кодер речи осуществляет кодирование сигнала речи, т.е. преобразование сигнала, имеющего цифровую форму, по определенным законам с целью сокращения его избыточности.

Кодер канала добавляет в цифровой сигнал, получаемый с выхода кодера речи, дополнительную (избыточную) информацию, предназначенную для защиты от ошибок при передаче сигнала по линии связи.

Модулятор осуществляет перенос информации кодированного видеосигнала на несущую частоту.

Демодулятор выделяет из модулированного радиосигнала кодированный видеосигнал, несущий информацию.

Декодер канала выделяет из входного потока управляющую информацию и направляет ее на логический блок.

Декодер речи восстанавливает поступающий на него с кодера канала сигнал речи, переводя его в естественную форму, со свойственной ему избыточностью, но в цифровом виде.

Синтезатор является источником колебаний несущей частоты, используемой для передачи информации по радиоканалу

Контроллер базовой станции обеспечивает управление работой станции, а также контроль работоспособности всех входящих в нее блоков и узлов.

Детектор активности речи – кодек, определяющий наличие речи в передаваемом сигнале.

Ключевые термины лекции 10

Основной задачей модуляции является формирование передаваемых сигналов, частотный диапазон которых совпадает с полосой частот канала связи, чтобы передаваемые сигналы занимали минимально возможную полосу частот, и их можно было разделить на приемной стороне.

Фазовая модуляция – модуляция, при которой информацию о передаваемом сообщении содержится в фазе несущего колебания.

Обратная работа – процесс принятия противоположных решений о передаваемых битах из-за инвертирования фазы при фазовой модуляции.

Квадратурная фазовая манипуляция – фазовая манипуляция, где каждой паре бит ставится в соответствие одно из четырех возможных значений фазы.

Манипуляция с минимальным частотным сдвигом – частотная модуляция, при которой изменение частоты происходит совместно с изменением фазы, чтобы не было разрывов фазовых траекторий.

Гауссовская манипуляция с минимальным частотным сдвигом – частотная модуляция, при которой первоначальный информационный сигнал сглаживается гауссовым фильтром, а затем получившийся сигнал поступает на частотный модулятор.

Ключевые термины лекции 11

Блочными коды – коды, в которых информационный поток символов разбивается на отрезки и каждый из них преобразуется в определённую последовательность (блок) кодовых символов.

Свёрточные коды – коды, в которых каждый информационный символ, поступающий на вход кодирующего устройства, вызывает появление на его выходе ряда проверочных элементов, образованных суммированием по модулю 2 данного символа и " $k-1$ " предыдущих информационных символов.

Равномерные блочные коды – коды, в которых все кодовые комбинации содержат одинаковое число n – символов (разрядов).

Неравномерные блочные коды – коды, в которых кодовые комбинации не содержат одинакового количества символов.

Информационная часть – символы, которые несут непосредственно данные.

Проверочная часть – символы, которые вычисляются на основе информационной части для проверки целостности передаваемых данных.

Кодовое расстояние – количество разрядов (символов), которыми отличаются две кодовые комбинации.

Минимальным кодовым расстоянием называется минимальное число искажённых символов, необходимое для перехода одной разрешённой комбинации в другую.

Граница Плоткина даёт верхнюю границу минимального кодового расстояния при заданном числе разрядов n в кодовой комбинации и числе информационных разрядов k для двоичных кодов.

Верхняя граница Хемминга устанавливает максимально возможное число разрешённых кодовых комбинаций любого помехоустойчивого кода при заданных значениях n (числе разрядов в кодовой комбинации) и $d_{\min}$ (минимальным кодовым расстоянием).

Перемежение – перестановка символов в словах помехоустойчивого кода, при которой стоящие рядом символы оказываются разделёнными символами других слов помехоустойчивого кода.

Ключевые термины лекции 12

Эквалайзер – устройство позволяющая корректировать амплитудно-частотную сигнала, прошедшего через канал для устранения амплитудно-частотных искажений.

Импульсная характеристика – это отклик линейной системы (канала связи, радиоэлектронного устройства и т.д.) на дельта-функцию, для цифровой техники – отклик системы на единичный импульс.

Метод наименьших квадратов – метод, при котором вычисляются неизвестные параметры системы, при которых минимизируются невязки.

Ключевые термины лекции 13

Ортогональное частотное разделение каналов с мультиплексированием (OFDM) – способ модуляции, использующий множество несущих.

Охранный интервал (OFDM) – пауза, вставляемая после передачи OFDM-символа, для борьбы с межсимвольной интерференцией.

Преобразование Фурье – операция, сопоставляющая функции вещественной переменной другую функцию вещественной переменной. Эта новая функция описывает коэффициенты («амплитуды») при разложении исходной функции на элементарные составляющие — гармонические колебания с разными частотами.

Ключевые термины лекции 14

Сверточное кодирование – кодирование, при котором входящая последовательность информационных бит преобразуется в кодере таким образом, чтобы каждому входному биту соответствовало более одного выходного.

Декодер Витерби – алгоритм декодирования, минимизирующая вероятность ошибки декодирования в контексте Марковских цепей.

Пунктурный кодер – кодер, уничтожающий лишние проверочные биты при высоком отношении сигнал/шум.

Независимые базовые зоны обслуживания – топология беспроводных сетей Wi-Fi, при которой рабочие станции устанавливают непосредственную связь между собой.

Базовые зоны обслуживания – топология беспроводных сетей Wi-Fi, при которой рабочие станции устанавливают связь между собой с использованием точки доступа.

Расширенные зоны обслуживания – топология беспроводных сетей Wi-Fi, при которой рабочие станции принадлежат различным сетям и связь между рабочими станциями из различных сетей устанавливается через цепочку "точка доступа – распределительная система – точка доступа".

Ключевые термины лекции 15

Радиокадр типа 1 (LTE) предназначен только для частотного дуплексирования.

Радиокадр типа 2 (LTE) предназначен только для временного дуплексирования.

Ресурсная сетка – диапазон канальных ресурсов в частотно-временной области.

Ресурсный элемент соответствует одной поднесущей в частотной области и одному OFDM-символу – во временной.

Ресурсный блок – это минимальный ресурсный элемент, выделяемый абонентскому устройству планировщиком базовой станции.

Пространственное мультиплексирование – каждый антенный канал передает независимый информационный поток, при этом сами каналы должны быть некоррелированными.

Диверсифицированная передача означает, что несколько антенных каналов используются для передачи одного потока данных.

Список терминов и сокращений

А

AMPS – Advanced Mobile Phone Service – усовершенствованная мобильная телефонная служба

AP – Access Point – точка доступа

AUC – Authentication Centre – Центр аутентификации

В

BPSK – binary phase-shift keying – Двоичная фазовая манипуляция

BSC – Base Station Controller – Контроллер базовых станций

BSS – Base Station System – Система базовых станций.

BSSs – Basic Service Sets – Базовые зоны обслуживания

С

CDMA – Code Division Multiple Access – множественный доступ с кодовым разделением каналов

CEPT – European Conference of Postal and Telecommunications Administrations – Европейская конференция администраций почтовых служб и служб связи.

Д

D-AMPS – Digital Advanced Mobile Phone Service – усовершенствованная мобильная телефонная служба.

DS – Distribution System – распределительная система

DTX – Discontinuous Transmission – прерывистая передача речи

Е

EDGE – Enhanced Data rates for GSM Evolution – цифровая технология беспроводной передачи данных для мобильной связи, которая функционирует как надстройка над 2G и 2.5G (GPRS)-сетями.

EIR – Equipment Identification Register – Регистр идентификация абонентского оборудования.

ESSs – Extended Service Sets – Расширенные зоны обслуживания

Ф

FDMA – Frequency Division Multiple Access – множественный доступ с разделением каналов по частоте

FFT – fast Fourier transform – быстрое преобразование Фурье

Г

GMSK – Gaussian Minimum Shift Keying – Гауссовская частотная модуляция с минимальным сдвигом

GSM – Global System for Mobile Communications – глобальный стандарт цифровой мобильной сотовой связи

Н

HLR – Home Location Register – Домашний регистр местоположения

HSDPA – High-Speed Downlink Packet Access – высокоскоростная пакетная передача данных от базовой станции к мобильному телефону

И

IBSSs – Independent Basic Service Sets – Независимые базовые зоны обслуживания

IEEE – Institute of Electrical and Electronic Engineers – Институт инженеров по электротехнике и электронике

IFFT – Inverse fast Fourier transform – обратное быстрое преобразование Фурье

IMSI – International Mobile Subscriber Identity – международный идентификационный номер подвижного абонента

ISI – intersymbol interference – Межсимвольная интерференция

ITU – International Telecommunications Union – Международный Союз Электросвязи

Д

JDC – Japanese Digital Cellular – Японская цифровая система сотовой связи

М

MIMO – Multiple input-multiple output – множественный вход – множественный выход.

MME – Mobility Management Entity – модуль управления мобильностью

MS – Mobile Station – мобильная станция

MSC – Mobile Switching Center – Центр коммутации мобильной связи

MSK – Minimum Shift Keying – частотная модуляция с минимальным сдвигом

Н

NMT – Nordic Mobile Telephone – мобильный стандарт северных стран.

NSS – Network Switching System – система коммутации

NTT – Nippon Telephone and Telegraph system – японская система телефона и телеграфа

О

OFDM – Orthogonal frequency-division multiplexing – ортогональное частотное разделение каналов с мультиплексированием

Р

PBCC – Packet Binary Convolutional Coding – двоичное пакетное сверточное кодирование

PDH – Plesiochronous Digital Hierarchy – Плезиохронная цифровая иерархия

PIN – Personal Identification Number – индивидуальный идентификационный номер

Q

QAM – Quadrature Amplitude Modulation – квадратурная модуляция

QPSK – Quadrature Phase Shift Keying – квадратурной фазовой манипуляции

R

RTMS – Radio Telephone Mobile System – мобильная радиотелефонная система

S

SAE – System Architecture Evolution – «новая сетевая инфраструктура»

SDH – Synchronous Digital Hierarchy – Синхронная цифровая иерархия

SFH – Slow Frequency Hopping – «медленные» скачки по частоте

SMS – Short Messaging Service – «служба коротких сообщений»

T

TACS – Total Access Communications System – общедоступная система связи

TCH – Traffic Channels – каналы трафика

TDMA – Time Division Multiple Access – множественный доступ с разделением по времени

U

UPE – User Plane Entity – модуль управления абонентом

V

VAD – Voice Activity Detector – детектор речевой активности

VLР – Visitor Location Register – Визитный регистр местоположения

VoIP – Voice over IP – передача голоса через пакетную коммутацию.

X

XRTT – One Times Radio Transmission Technology – мобильная технология передачи цифровых данных