

**КАЗАНСКИЙ (ПРИВОЛЖСКИЙ) ФЕДЕРАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ**

**ВЫСШАЯ ШКОЛА ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И
ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ**

Кафедра автономных робототехнических систем

Д.Е. Чикрин

**СЕТИ И СИСТЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ -
Ч.1**

Курс лекций

Казань — 2013

*Принято на заседании Высшей школы информационных технологий и
информационных систем*

Протокол №8 от 20.08.2013

Научный редактор

кандидат техн. наук, старший научный сотрудник
ООО КБ "НТ" А.П. Овчаров

Рецензент

кандидат техн. наук, старший научный сотрудник
ООО КБ "НТ" О.С. Вершинин

Д.Е. Чикрин

Сети и системы телекоммуникаций: курс лекций / Д.Е. Чикрин. -
Казань: Казанский университет, 2013. - 146 с.

Дисциплина "Сети и системы телекоммуникаций" является базовой для понимания принципов функционирования современных сетей и систем телекоммуникаций, представляющих собой основу мировой информационной инфраструктуры. Дисциплина разбита на три семестровых раздела и предлагает слушателям необходимый для понимания и более глубокого дальнейшего изучения материал по физическому устройству и организационным основам функционирования современных телекоммуникационных сетей и систем. В рамках курса особое значение уделено практической проработке рассматриваемых вопросов, что необходимо для закрепления и понимания представленного материала. В данном документе рассмотрен курс лекций первого семестра дисциплины, посвященный вопросам построения и функционирования беспроводных систем связи и передачи данных.

©Казанский университет, 2013

©Д.Е. Чикрин, 2013

Аннотация

Дисциплина «Сети и системы телекоммуникаций» является базовой для понимания принципов функционирования современных сетей и систем телекоммуникаций, представляющих собой основу мировой информационной инфраструктуры.

Представленный курс разбит на три семестровых раздела и предлагает слушателям необходимый для понимания и более глубокого дальнейшего изучения материала по физическому устройству и организационным основам функционирования современных телекоммуникационных сетей и систем. В рамках курса особое значение уделено практической проработке рассматриваемых вопросов, что необходимо для закрепления и понимания представленного материала.

В первом семестровом разделе освещаются вопросы построения и функционирования беспроводных систем связи и передачи данных.

Как и все мои труды, посвящается моей жене и моим Учителям, без которых этой книги никогда бы не было.

Чикрин Д.Е.

Abstract

Telecommunication systems and networks - fundamental discipline about structure, functioning and construction methods of nowadays telecommunications. This course is intended to students, IT-specialists and engineers in the fields of different information systems and hardware complex construction.

In this book (first part of overall discipline) we are consider topics of structure, functioning and construction methods of different wireless systems infrastructure and terminal equipment.

Содержание

I	Современные сети и системы телекоммуникаций	10
1	Классификация систем связи и передачи данных	11
1.1	Введение	11
1.2	Классификация АССиПД по зоне обслуживания	11
1.2.1	Сети WMAN	12
1.2.2	Сети WLAN	12
1.2.3	Сети WPAN	12
1.2.4	Сети WBAN	13
1.3	Классификация АССиПД по топологии сети связи	13
1.3.1	Спутниковые системы АССиПД	13
1.3.2	Транкинговые системы АССиПД	16
1.3.3	Сотовые системы АССиПД	19
1.3.4	Децентрализованные АССиПД	20
2	Поколения беспроводных АССиПД.	22
2.1	0G: предшественники мобильных сетей связи	22
2.2	1G: 1-е поколение мобильных сетей связи - «аналог»	23
2.3	2G: 2-е поколение - «цифра»	25
2.4	Промежуточные поколения - 2,25; 2,5; 2,75G	27
2.5	Поколения 3G и 3G+ - интегрированные беспроводные сети	28
2.6	Поколение сверхширокополосного доступа - 3,9G; 4G	29
2.7	Перспективные конвергентные сети связи - 5G	30
3	Технологии множественного доступа. Методы коммутации	35
3.1	Технологии множественного доступа в сеть	35
3.1.1	Пространственное разделение каналов (SDMA)	35
3.1.2	Частотное разделение каналов (FDMA)	36
3.1.3	Временное разделение каналов (TDMA)	37
3.1.4	Кодовое разделение каналов (CDMA)	39
3.2	Системы конкурентного доступа к среде	40
3.2.1	Метод доступа к линии связи Pure ALOHA	40
3.2.2	Метод доступа к линии связи S-ALOHA	41
3.2.3	Методы избежания коллизий CSMA-CD и CSMA-CA	42
3.3	Методы коммутации в системах связи	43
3.3.1	Коммутация каналов	43
3.3.2	Коммутация пакетов	45

4	Компоненты современных систем связи	48
4.1	Физический смысл компонентов системы связи	49
4.1.1	Форматирование	49
4.1.2	Кодирование источника	49
4.1.3	Шифрование	50
4.1.4	Канальное кодирование	51
4.1.5	Уплотнение	51
4.1.6	Синхронизация	52
4.1.7	Импульсная модуляция	52
4.1.8	Полосовая модуляция	53
4.1.9	Расширение спектра	53
4.1.10	Блок обеспечения множественного доступа	54
4.1.11	ВЧ-тракт и среда распространения	54
II	Теоретические основы функционирования	
	радиоканала	56
5	Основы распространения радиоволн	57
5.1	Модель распространения радиоволн в свободном простран- стве	57
5.1.1	Модель распространения в свободном пространстве	58
5.1.2	Децибелы и сопутствующие вычисления	59
5.1.3	Модель свободного распространения и ВЧ-сигналы	60
5.2	Зоны распространения радиоволн	61
5.2.1	Структура ближней и дальней зон распространения	61
5.2.2	Зоны Френеля как дополнительные условия к LOS	64
6	Механизмы и модели распространения радиоволн	66
6.1	Основные механизмы распространения радиоволн в NLOS	66
6.1.1	Отражение радиоволн	66
6.1.2	Дифракция радиоволн	67
6.1.3	Эффект рассеивания	68
6.1.4	Механизм поглощения радиоволн	68
6.2	Модели распространения радиоволн в NLOS	69
6.2.1	Основные положения расчета дальности связи	70
6.2.2	Модель Ли	71
6.2.3	Модель Окамуры-Хата	73
7	Модели замираний и сопутствующие эффекты	76
7.1	Модели замираний	76
7.1.1	Медленные замирания	76

7.1.2	Логонормальная модель затуханий	78
7.1.3	Рэлеевская модель затуханий	78
7.1.4	Райсовая модель затуханий	80
7.1.5	Модели замирания Накагами-m	80
7.2	Прочие эффекты распространения	81
7.2.1	Эффект Допплера	81
7.2.2	Многолучевое распространение	82
 III Планирование систем связи и основы		
телетраффика		84
8 Основы частотно-территориального планирования . .		85
8.1	Основы ЧТП в АССиПД	85
8.1.1	Типы формирования зон обслуживания	86
8.1.2	Определение площади зоны покрытия	88
8.1.3	Использование секторного покрытия	89
8.2	Краткая процедура ЧТП	89
9 Целевые показатели теории телетраффика		91
9.1	Целевые показатели в теории телетраффика	91
9.1.1	Качество обслуживания - QoS	92
9.1.2	Системная емкость и загрузка канала	93
9.2	Анализ АССиПД согласно теории телетраффика	94
9.2.1	Свойства входящего потока вызовов	94
9.2.2	Простейший (пуассоновский) поток вызовов	94
9.2.3	Потоки вызовов в системах АССиПД	96
10 Уровень обслуживания. Модели Эрланга		98
10.1	Интегральная оценка АССиПД	98
10.1.1	Уровень обслуживания в системах АССиПД	98
10.1.2	Модели обслуживания для систем АССиПД	99
10.1.3	Модель Эрланга А - система с очередностью обслуживания	100
10.1.4	Модель Эрланга В - система с отказами	100
10.1.5	Модель Эрланга С - система с ожиданиями	101
 IV Основы приема и передачи данных по каналам		
связи		104
11 Дискретизация, квантование, низкочастотная модуляция		105
11.1	Преобразование аналоговых процессов в цифровую форму	105

11.1.1	Классификация типов сигналов	105
11.1.2	Дискретизация непрерывного сигнала	106
11.1.3	Квантование сигнала	107
11.2	Правомерность представления аналогового сигнала в цифровой форме	107
11.2.1	Спектральная (частотная) форма представления сигнала	108
11.2.2	Теорема Котельникова	109
11.3	Модуляция	110
11.4	Низкочастотная модуляция	110
11.4.1	Импульсно-кодовая модуляция	110
11.4.2	Сигналы ИКМ	111
11.4.3	M-арные импульсно-модулированные сигналы	111
11.4.4	Относительная модуляция	113
12	Полосовая модуляция. Визуальные формы представления	114
12.1	Высокочастотная (полосовая) модуляция	114
12.1.1	Модуляция по синусоидальной несущей	114
12.2	Визуальные форматы представления модулированного сигнала	115
12.2.1	Сигнальное созвездие	115
12.2.2	Глазковая диаграмма	118
13	Виды полосовой модуляции. OFDM	120
13.1	Системы фазовой модуляции (ФМ)	120
13.1.1	Двоичная фазовая манипуляция ФМ-2 (BPSK)	120
13.1.2	Квадратурная фазовая манипуляция - ФМ-4 (QPSK)	121
13.1.3	Квадратурная амплитудная модуляция - КАМ (QAM)	124
13.2	Системы частотной модуляции (ЧМ)	125
13.2.1	Частотная манипуляция M-й степени (M-FSK)	126
13.2.2	Частотная манипуляция с минимальным сдвигом	127
13.3	Принципы модуляции с несколькими несущими (FDM)	128
V	Современные АССиПД	131
14	Современные АССиПД класса WMAN	132
14.1	Сети связи стандарта GSM	132
14.2	Фазы развития семейства стандартов GSM	133
14.2.1	Фаза 1 стандарта GSM	133
14.2.2	Фаза 2 стандарта GSM	134

14.2.3	Фаза 2+ стандарта GSM	135
14.2.4	Фазы 3 и 3+ стандарта GSM	135
14.2.5	Обобщенная топология GSM-сетей	136
14.3	Сравнение сетей связи стандарта WMAN	137
15	Современные АССиПД класса WLAN и WBAN	139
15.1	АССиПД класса WLAN	139
15.1.1	Основные особенности и поколения сетей WiFi	139
15.1.2	Сенсорные сети WLAN - IEEE 802.15.4 (ZigBee)	142
15.2	Сети WPAN и WBAN	143
15.2.1	Сети WPAN-802.15.1 - группа стандартов Bluetooth	143
15.2.2	Сети WBAN - IEEE 802.15.6	144
	Список литературы	146

Тема I

**Современные сети и системы
телекоммуникаций**

Лекция 1

Классификация систем связи и передачи данных

1.1 Введение

На протяжении представленного трехсеместрового курса лекций мы будем изучать основы функционирования и архитектурные особенности различных телекоммуникационных сетей и систем.

Первый семестр курса посвящен основам функционирования беспроводных систем и сетей передачи данных, принадлежащих к классу абонентских систем связи и передачи данных¹.

Классификацию АССиПД возможно произвести по различным основаниям. Рассмотрим далее два наиболее распространенных - по зоне обслуживания и по топологии сети связи.

1.2 Классификация АССиПД по зоне обслуживания

Одной из наиболее удобных и часто используемых классификаций современных АССиПД является классификация по зоне обслуживания:

- WMAN² - городские сети связи.
- WLAN³ - сети связи предприятий и крупных учреждений.

¹Здесь и далее - АССиПД.

²WMAN - Wireless Metropolitan Area Network - беспроводная сеть связи городского охвата.

³WLAN - Wireless Local Area Network - беспроводная сеть связи локального охвата - сети предприятий, учреждений и пр.

- WPAN⁴ - домашние сети связи.
- WBAN⁵ - сети связи в пределах тела человека.

1.2.1 Сети WMAN

Сети WMAN представляют собой сети связи, обеспечивающие покрытие значительных территорий и (наиболее часто) предназначенные для обслуживания большого (тысячи, десятки тысяч) абонентских устройств. Классическими примерами сетей WMAN являются сотовые сети связи.

Наиболее известными сетями WMAN на сегодняшний день являются сети стандартов GSM 2-го и 3-го поколений; сети WiMAX; сети LTE; транкинговая связь APCO-25 и TETRA.

1.2.2 Сети WLAN

Сети WLAN представляют собой сети связи локального охвата, обеспечивающие телекоммуникационную инфраструктуру на предприятиях, учреждениях и других крупных и средних объектах.

В зависимости от потребностей пользователей используются различные типы WLAN - для передачи больших объемов данных - сети связи группы стандартов WiFi (IEEE 802.11), для считывания данных с датчиков - ZigBee, для организации беспроводной телефонии и дополнительных голосовых услуг - DECT и пр.

1.2.3 Сети WPAN

Сети WPAN достаточно распространены в жилых комплексах - это сети связи, обеспечивающие потребность в беспроводных услугах связи и передачи данных отдельных квартир, этажей и других небольших групп помещений.

К сетям WPAN в большинстве случаев относятся сети WiFi и стандарты беспроводной передачи данных Bluetooth различных версий.

⁴WPAN - Wireless Personal Area Network - частная беспроводная сеть связи -домашние сети.

⁵WBAN - Wireless Body Area Network - беспроводная сеть передачи данных в пределах тела человека.

1.2.4 Сети WBAN

Самыми молодыми из современных сетей связи являются сети обеспечения передачи данных на сверхкороткие расстояния (в пределах тела человека). На сегодняшний день двумя наиболее популярными технологиями такого типа являются системы радиосвязи ANT (используемая изначально для считывания показателей с медицинских датчиков, используемых спортсменами) и NFC от корпорации Nokia, предназначенная для обмена данными с интеллектуальными телефонами - смартфонами.

1.3 Классификация АССиПД по топологии сети связи

Фактически, на сегодняшний день возможно различить четыре достаточно отличающихся друг от друга по топологии типа АССиПД:

- Спутниковые;
- Транкинговые;
- Сотовые;
- Децентрализованные.

Рассмотрим далее подробнее каждый из упомянутых типов.

1.3.1 Спутниковые системы АССиПД

Особенность устройства данных систем следует непосредственно из названия. В современных спутниковых системах чаще всего осуществляется дуплексная, т.е. одновременная и в обоих направлениях, передача данных и речи. Основное преимущество спутниковых систем достаточно очевидно – доступность практически в любой точки земного шара на открытом воздухе – от Тибета до тайги Дальнего Востока. Недостатки вплоть до настоящего времени также являлись достаточно прозрачными - ограниченность пропускной способности каналов связи, а также дорогостоящая элементная база, что и приводило к элитарности подобных систем связи.

Хотя уже Спутник-1 (первый КА⁶ в мире, запущенный 4 октября 1957 года) обладал передатчиком радиосигналов, первым коммерческим спутником связи был Early Bird⁷ от INTELSAT, запущенный в 1964 году и обеспечивающий до 240 каналов телефонной связи. Первым военным спутником связи, обеспечившим передачу речи по радиоканалу был спутник Project SCORE, запущенный 18 декабря 1958 года. Первыми советскими спутниками связи были спутники серий Молния, Стрела и Пчела (спутник Стрела-1 - 22 августа 1964 года; Молния-1 - 23 апреля 1965 года). Подобное отставание было связано с огромным количеством одновременно запущенных в Советском Союзе космических программ.

Долгое время спутники связи разделялись на два типа - пассивные ИСЗ⁸, представляющие собой огромные (радиусом в несколько десятков метров) отражающие шары-ретрансляторы сигналов, посылаемых с Земли и активные ИСЗ, осуществляющие полноценную работу по радиоканалу. На сегодняшний день в мировой практике используются только активные ИСЗ.

Сегодня ведущими глобальными спутниковыми системами, обеспечивающими полный комплекс услуг для конечных пользователей являются Intelsat (наиболее крупная группировка, на текущий момент - 52 спутника), Inmarsat (12 спутников), Eutelsat (более 30 спутников, активно развивающаяся). Существует достаточно большое количество азиатских и европейских локальных спутниковых систем широкополосного радиодоступа – примером является спутник Kisumu от Mitsubishi Heavy Industries, обслуживающий территорию Кении и предоставляющий доступ к скоростным услугам передачи данных – до 150 Мбит\с. в дуплексном режиме с объектами, движущимися со скоростью до 40 км\ч. и до 1,2 Гбит\с. с стационарными!

⁶КА - космический аппарат

⁷Ранняя пташка.

⁸ИСЗ - искусственный спутник Земли.



Рис. 1.1: Абонентский терминал системы Inmarsat

К сожалению, российские спутниковые системы связи (несмотря на свое активное развитие на заре эры космонавтики) на фоне зарубежных аналогов смотрятся более чем удручающе - на текущий момент в относительно функционирующем состоянии развернута лишь система Гонец-Д1М, состоящая из 5 низкоорбитальных космических аппаратов. Указанная система обеспечивает лишь возможность полудуплексной передачи речи и передачу данных со скоростью до 9,6 кбит\с, а также возможность передачи больших объемов данных в режиме почты с обеспечением пропускной способности до 20 Мбайт\сутки. К сожалению, по сравнению с заявленными выше показателями зарубежных аналогов, данные цифры выглядят устаревшими минимум на 20, а временами и на 30 лет интенсивного развития.



Рис. 1.2: Абонентский терминал системы Гонец

В отдельный важный класс спутниковых телекоммуникационных систем выделяются ГНСС - глобальные спутниковые навигационные системы - российская ГЛОНАСС (29 спутников), северо-американская GPS (31 спутник), европейская Galileo (4 спутника) и китайская Бэйдоу⁹ (16 спутников на геостационарной орбите). Указанные системы характеризуются исключительно приемом данных абонентскими устройствами («на спутники» в данных системах абонентскими устройствами ничего не посылается и соединение с ними тоже не устанавливается!), наличием режимов стандартной и повышенной¹⁰ точности, обеспечивают ряд дополнительных специфичных сервисов, таких, как подача сигнала точного времени. В связи с ограничениями на объем материала, рассмотрение систем ГНСС лежит за пределами представляемого курса.

1.3.2 Транкинговые системы АССиПД

Транкинговые (транковые) системы связи следует считать в некотором роде родоначальником всех современных беспроводных сетей связи и передачи данных городского охвата - сетей WMAN. Указанные системы работают по централизованному принципу - присутствует одна (односайтовая сеть) или несколько (многосайтовая сеть) мощных базовых станций, каждая из которых покрывает значительную область - зачастую несколько десятков квадратных километров; первая система такого рода была развернута в Детройте в 1936 г. для связи патрулей полиции с центром управления. Каждая из базовых станций - сайтов¹¹ реализует функцио-

⁹Baidou - «Северный Ковш» (китайское название созвездия Большой Медведицы)

¹⁰Для использования в военных целях.

¹¹Сайт - (eng.) site - участок, место.

нал отдельного «транка»¹², к которому подключаются «брэнчи»¹³ - линии абонентских терминалов. Принципиальным отличием транковых систем связи от сотовых, рассматриваемых детально далее, является объединение всего функционала управления участками сети непосредственно на базовых станциях, что существенно ограничивает масштабируемость и модульность системы, но повышает возможности централизованного контроля и облегчает реализацию ряда специфичных услуг.

На сегодняшний день транкинговые системы практически неизбежно обосновались на рынке силовых ведомств, спасательных служб и для реализации внутренней радиосвязи крупных промышленных холдингов. Так, поддержка наиболее популярной в Европе группы стандартов TETRA внедрена также в новые портативные военные радиостанции «Азарт-П1», принятые на вооружение МО в 2012 г.; радиостанциями стандарта APCO-25 оснащены все ведомственные структуры США. Завершим данный подраздел более подробным рассмотрением возможностей данных стандартов.



Рис. 1.3: Слева - радиостанция TETRA, справа - APCO-25.

Транковая связь стандарта TETRA Стандарт TETRA¹⁴ был разработан Европейским Институтом Телекоммуникационных Стандартов - ETSI¹⁵ в начале 1990-х годов; первая версия стандарта была официально опубликована Европейским Комитетом по Радиокommunikациям (ERC¹⁶)

¹²Транк - (eng.) trunk - ствол.

¹³Брэнч - (eng.) branch - ветвь.

¹⁴Terrestrial Trunked Radio - наземная транковая связь.

¹⁵ETSI - European Telecommunications Standards Institute.

¹⁶ERC - European Radiocommunications Committee

в 1995-м году. Возможно охарактеризовать следующие ключевые особенности современной версии данного стандарта:

- Высокая спектральная эффективность - 4 полнофункциональных дуплексных цифровых голосовых канала в полосе 25 кГц¹⁷
- Крайне быстрое установление соединения - менее 0,25 сек. (с момента инициации вызова).
- Возможность работы на скоростях до 400 км\ч.
- Поддержка прямого соединения (в обход базовой станции) двух абонентов.
- Обеспечение надежной конференц-связи - соединения одновременно многих абонентов.
- Возможность быстрого развертывания в зонах возникновения ЧС¹⁸.

На сегодняшний день стандарт TETRA широко используется в Российской Федерации для организации ведомственной (МВД, МЧС, ФСБ) и корпоративной связи крупных промышленных предприятий.

Транковая связь стандарта APCO-25 Система APCO-25¹⁹, также известная, как Проект 25²⁰) представляет собой стек стандартов цифровой радиосвязи для использования в ведомственных целях на муниципальном, федеральном и региональном уровне. Основное отличие от стандарта TETRA заключается в возможности построения сетей и систем связи разнообразной структуры (в отличие от единого рекомендуемого стандарта построения в случае TETRA). В свою очередь, радиостанции APCO-25 лишь последнего поколения поддерживают передачу данных, при этом с существенно большими ограничениями, чем TETRA.

Системы на базе APCO-25 в нашей стране развернуты и успешно эксплуатируются в МВД в ряде городов федерального значения, как например - Москве, Санкт-Петербурге и Казани. В целом, доля радиосетей APCO-25 (по сравнению с количеством сетей TETRA) по РФ существенно ниже.

¹⁷Для сравнения - в GSM поколений от 2 до 2,75 - 8 каналов в полосе 200 кГц.

¹⁸Чрезвычайных ситуаций.

¹⁹Association of Public-Safety Communication Officials - объединенная ведомственная сеть связи.

²⁰Project 25 или P25.

1.3.3 Сотовые системы АССиПД

Так называемые сотовые системы связи на сегодняшний день являются доминирующими на рынке современных телекоммуникаций, а также наиболее перспективными как для операторов, так и конечных пользователей. Название «**сота**» следует из покрытия зоны обслуживания правильными многоугольниками-сотами²¹ В центре каждой из сот находится базовая станция, в простейшем случае равномерно обслуживающая всю соту, в более сложных - делящая ее на участки-сектора.

Сотовые системы связи по возрасту чуть старше спутниковых - идеология построения сети связи в виде совокупности сот была предложена сотрудниками Bell Laboratories в 40-х годах XX-го века. В чем же преимущества сотовой сети связи?

Использование сотового построения сети (согласно т.н. принципам частотно-территориального планирования, которые будут рассмотрены позже) позволяет в значительной степени сэкономить диапазон используемых частот. Если быть еще более точным, для всей системы сотовой связи обычно выделяется единый частотный диапазон с фиксированными границами, не зависящими от общей площади зоны покрытия.

Каким же образом обеспечивается эффект экономии частот? Частоты могут использоваться повторно благодаря ограниченной мощности передатчиков базовых станций - одна и та же частотная группа может использоваться уже через соту благодаря существенному затуханию сигнала с расстоянием даже в свободном пространстве. Наиболее простой сотовой структурой является структура с гексагональными сотами и БС²² с антеннами круговой направленности (на рис. слева). При использовании секторных антенн (секторном дроблении соты) возможно существенное повышение эффективности повторного использования частот (рис. справа).

Объединяющей структурной единицей сотовой сети²³ является так называемый **кластер**. Кластер образован совокупностью соседних сот, в которых используются неповторяющиеся частотные группы. Число сот в кластере называется его размерностью.

В зависимости от радиуса соты различают макросоты - с радиусом

²¹Обычно, правильными шестиугольниками.

²²Базовыми станциями.

²³И базовой единицей частотно-территориального планирования - ЧТП, которое будет рассмотрено ниже.

соты более 500 м.; микросоты - от 50 до 500 м. и пикосоты - менее 50 м. Макросоты предназначены для обслуживания абонентов в быстродвижущемся транспорте; микросоты - в основном, в условиях плотной городской застройки, а пикосоты - в закрытых зонах и помещениях (метро, вокзалах, торговых центрах и пр.) Примеры и поколения современных сотовых сетей связи будут детально рассмотрены в рамках следующей лекции.

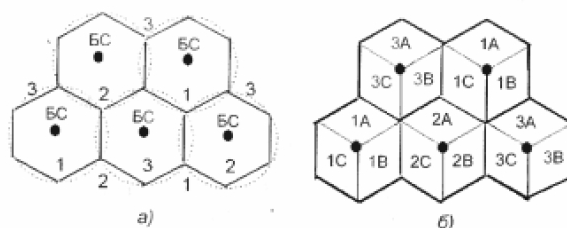


Рис. 1.4: Соты с антеннами круговой (слева) и секторной (справа) направленности

1.3.4 Децентрализованные АССиПД

Дальнейшее развитие принципов построения сетей связи стало возможным с появлением нового эффективного метода т.н. **множественного доступа** в сеть - множественного доступа с кодовым разделением каналов. Появление данного типа разделения каналов позволило обеспечить невозможное на первый взгляд - вещание одновременно нескольких каналов в одной и той же полосе частот в одно и то же время.

Использование кодового разделения каналов позволило исключить принципиальную необходимость в сотовой организации сети - теперь все абонентские терминалы и базовые станции могли использовать одну и ту же полосу частот. Базовые станции стали играть роль лишь некоторых концентраторов с высокой вычислительной мощностью, являющихся узловыми элементами сети. Однако, с ростом вычислительных мощностей элементной базы стало возможным реализовать функционал базовой станции в абонентском терминале. Таким образом и стали появляться так называемые децентрализованные или mesh²⁴-сети - сети нового поколения и новых возможностей; сети, в которых каждый абонентский терминал является узловым элементом. Сети такого типа представляют собой сложные телекоммуникационные системы с возможностями автоматического разворачивания; динамического выбора топологии; самовосстановлением при сбоях и другими уникальными возможностями.

²⁴Mesh - сетка.

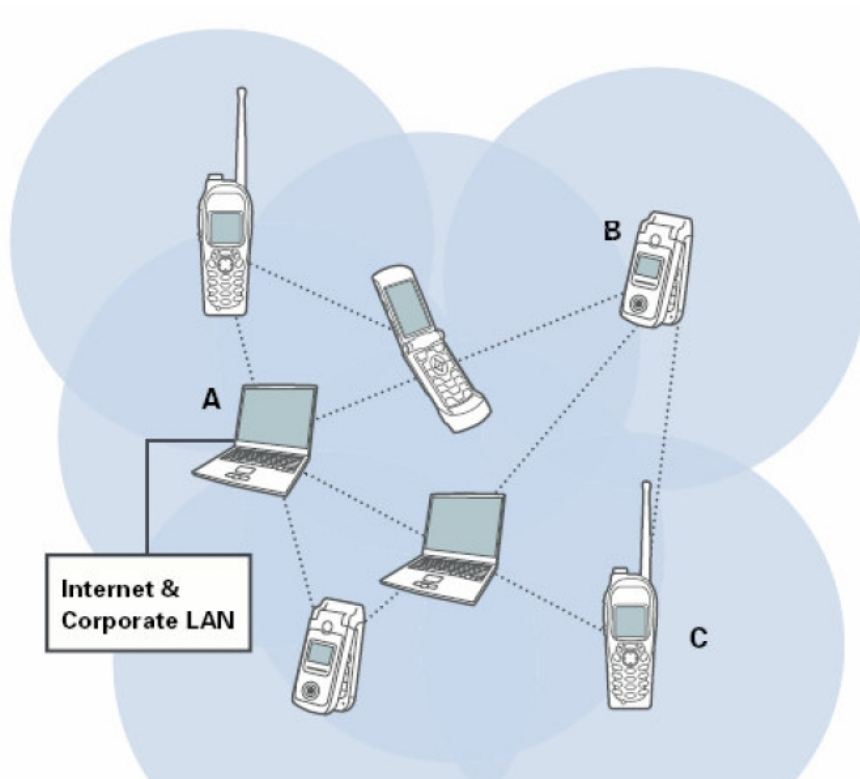


Рис. 1.5: Пример взаимодействия устройств в рамках mesh-сети

Лекция 2

Поколения беспроводных АССиПД

2.1 0G: предшественники мобильных сетей СВЯЗИ

В качестве сетей 0G¹ рассматриваются все сети радиотелефонии, функционирующие совместно с ТфОП² и имеющие собственные ТфОП-номера для каждого из абонентов. Первой коммерческой сетью такого рода являлась сеть MTS³, развернутая совместно Motorola и Bell Systems в США в 1946 году. Другими известными сетями нулевого поколения являются А-Netz (1952 г., Западная Германия); Bell System IMTS (США, 1962); «Алтай» (Россия, 1963-1965); Autoradiopuhelin (Финляндия, 1971).



Рис. 2.1: Мобильная станция поколения 0G производства Bell Systems

¹G – generation - номер поколения мобильных сетей связи.

²ТфОП - телефонная сеть общего пользования

³MTS - Mobile Telephony Service - услуги мобильной телефонии.

2.2 1G: 1-е поколение мобильных сетей связи - «аналог»

С 1-го по 3-е поколение мобильных сетей связи между терминами «мобильный» и «сотовый» можно поставить фактический знак равенства - подавляющее большинство сетей, подходящие под характеристики данных поколений имеют сотовую топологию построения.

Все системы 1G были аналоговыми, т.е. использовали в процессе приема-передачи информации и голоса исключительно аналоговые сигналы. Основным отличием от сетей 0-го поколения являлась независимость от инфраструктуры ТфОП (при этом обеспечение полной совместимости схем абонентской адресации) и исполнение абонентских терминалов в виде носимых и наладонных устройств-«трубок». К сожалению, благодаря использованию исключительно аналоговых сигналов множество недостатков сетей 0-поколения плавно перешли в сети 1G:

- Высокая мощность передатчиков, зачастую небезопасная для человеческого организма;
- Существенные массо-габаритные характеристики абонентских терминалов;
- Доступность лишь одного вида услуг - дуплексной (а зачастую - и лишь симплексной) передачи речи;
- Возможность прослушивания радиоканала;
- Высокая чувствительность к помехам;
- Малая системная емкость - возможное количество одновременно активных пользователей.

Работы по созданию первых стандартов поколения 1G начались в 70-х годах. Первый единый стандарт сотовой связи получил название NMT-450⁴; функционировал в диапазоне 450 МГц и с 1981 и вплоть до начала XXI-века эксплуатировался в Швеции, Финляндии, Исландии, Дании и Норвегии. В Россию данный стандарт пришел после распада СССР в самом начале 90-х годов и являлся федеральным стандартом сотовой связи

⁴Nordic Mobile Telephone - система мобильной телефонии северных стран.

(наряду с GSM) вплоть до 2005-2006-го годов. Наиболее известные сотовые операторы данного стандарта в России - «СОТЕЛ», Delta Telecom и др.



Рис. 2.2: Мобильная станция поколения 1G производства Nokia

Вышедшие чуть позже, но ставшие наиболее массовыми сетями 1-го поколения стали сети AMPS⁵ - запущенные в эксплуатацию в 1983 г. в США. Третьим по популярности, но не получившим должественствующего развития стал стандарт TACS⁶, первая сеть которого была развернута в Соединенном Королевстве в 1985 г.



Рис. 2.3: Мобильные станции AMPS (слева) и TACS (справа)

⁵AMPS - Advanced Mobile Phone Services - расширенные услуги мобильной телефонии.

⁶Total Access Telecommunication System - всеобщая система доступа к телекоммуникационным услугам.

2.3 2G: 2-е поколение - «цифра»

Существенные недостатки аналоговых систем радиосвязи послужили в начале 1980-х годов причиной разработки систем сотовой связи, основанных на цифровых методах кодирования речи и сигналов сигнализации⁷ в приемо-передающем тракте. С целью разработки единого европейского стандарта цифровой сотовой связи для выделенного в этих целях частотного диапазона 900 МГц в 1982 г. была создана рабочая группа Groupe Special Mobile. Аббревиатура GSM и дала название новому стандарту (позднее GSM стали расшифровывать как Global System for Mobile Communications). Результатом работы данной группы стали опубликованные в 1990 г. требования к сетям сотовой связи стандарта GSM.



Рис. 2.4: Мобильная станция стандарта GSM

В США в этом же году был утвержден новый национальный телекоммуникационный стандарт IS-54⁸ - стандарт цифровой сотовой связи, более известный под аббревиатурой D-AMPS⁹. Новая система работала в той же полосе частот – более того, большинство новых абонентских станций сохраняли режим совместимости с старым AMPS. D-AMPS был достаточно популярен в Российской Федерации и использовался, в частности, в Республике Татарстан компанией Татинком.

⁷Сигналы сигнализации или просто «сигнализация» - управляющие сигналы, транслирующиеся в системе связи.

⁸IS - intercommunication standard - телекоммуникационный стандарт.

⁹Digital AMPS - цифровой AMPS.



Рис. 2.5: Мобильная станция стандарта DAMPS

Чуть меньший по популярности, но абсолютный лидер по инновационности - третий известный стандарт 2-го поколения - первый гражданский стандарт цифровой радиосвязи с использованием кодового разделения каналов, разработанной не государством, а частной компанией... Это стандарт IS-95 (также именуемый по названию схемы кодового разделения каналов - CDMA¹⁰ разработки Qualcomm Inc. Данный стандарт послужил предком и идейным вдохновителем для абсолютного большинства стандартов третьего поколения и оказал невероятное влияние на принципы построения современных телекоммуникационных систем. CDMA был принят в США как внутренний стандарт цифровой сотовой связи IS-95 в 1993 г.; в 1995 г. было осуществлено его первое международное внедрение в Гонконге. В России стандарт являлся достаточно непопулярным, что явилось, прежде всего, следствием жесткой лицензионной политики Qualcomm. Одним из немногих провайдеров сотовых услуг на базе CDMA являлся Казанский провайдер Метротел, осуществлявший полулегальную эксплуатацию базовой модификации IS-95 и обладая лицензией от Qualcomm на оказание услуг лишь фиксированной радиосвязи.



Рис. 2.6: Мобильная станция стандарта CDMA

Уже первые цифровые системы радиосвязи имели три принципиальных отличия от аналоговых:

¹⁰CDMA - code division multiple access - множественный доступ с кодовым разделением каналов

- Возможность использования спектрально-эффективных методов модуляции в сочетании с ресурсоемкими, но инновационными методами временного и кодового разделения каналов в противовес традиционному частотному разделению. Применение указанных технологий привело к существенному увеличению допустимой абонентской емкости систем сотовой связи.
- Наличие базовых возможностей по передаче не только голоса, но и данных позволило внедрить целый перечень дополнительных услуг.
- Значительное повышение защищенности связи благодаря использованию криптостойких алгоритмов шифрования.

2.4 Промежуточные поколения - 2,25; 2,5; 2,75G

Достаточно быстро рынком была осознана необходимость в поддержке передачи данных на скоростях, сравнимых хотя бы с коммутируемым доступом (64-144 кбит\с). Данный функционал позволил реализовать первые услуги по организации «мобильного офиса» и существенно расширил возможности и популярность сотовых сетей связи. Для развертывания сетей передачи данных поколений 2,25; 2,5 и 2,75 в основном использовалась существующая инфраструктура благодаря необходимости лишь в относительно небольшом и постепенном апгрейде существующего оборудования. Ярким примером миграции является постепенная реализация стандартов HSCSD (2,25G)¹¹; GPRS (2,5G)¹² и EDGE (2,75G)¹³. Для CDMA также были выпущены аналогичные усовершенствования исходного стандарта, предоставляющие сравнимые с GSM сетями поколений 2G+ возможности.

¹¹HSCSD - High Speed Circuit Switch Data transfer - высокоскоростная передача данных с обеспечением коммутации каналов; теоретическая скорость передачи данных до 57,6 кбит\с.

¹²General Packet Radio Service - служба пакетной передачи данных; теоретическая скорость передачи данных до 114 кбит\с.

¹³Enhanced Data rate for Global Evolution - служба передачи данных с повышенной скоростью - теоретическая скорость передачи данных до 474 кбит\с.



Рис. 2.7: Мобильные телефоны поколений 2G+

2.5 Поколения 3G и 3G+ - интегрированные беспроводные сети

Третье поколение стало поколением, в котором зародились смартфоны и коммуникаторы; поколением, обеспечившим действительно высокие скорости передачи данных¹⁴ и возможность интеграции всех мобильных устройств в единую информационную инфраструктуру. Основными требованиями, предъявляемым к беспроводным сетям связи и передачи данных третьего поколения явились требования к обеспечению комплексного перечня телекоммуникационных услуг, связанных с передачей данных и требованиями к самой скорости передачи данных (не менее 1 Мбит\с в обратном канале связи в первоначальной ревизии стандартов).

На самом деле, именно эти цели и преследовались при создании концепции IMT¹⁵-2000, в рамках которой создавалось большинство стандартов сетей связи и передачи данных, которые возможно отнести к поколениям 3G и 3G+. Все стандарты третьего поколения, рассматриваемые в IMT-2000 строятся на основе технологий, заложенных в CDMA. Необходимо отметить, что первоначальное разворачивание сетей 3-го поколения было существенно затруднено необходимостью больших финансовых вложений операторов на замену всей существующей инфраструктуры и высокой стоимостью лицензий.

¹⁴Вплоть до теоретических 28 Мбит\с. в прямом и 56 Мбит\с. в обратном канале поздних GSM-стандартов HSUPA+ и HSDPA+.

¹⁵International Mobile Telephony - концепция международной мобильной телефонии.

ITU IMT-2000 compliant standards	common name(s)	description	historical areas
TDMA Single-Carrier (IMT-SC)	EDGE (UWC-136)	evolutionary upgrade to GSM/GPRS ^[nb 1]	worldwide, except Japan and South Korea
CDMA Multi-Carrier (IMT-MC)	CDMA2000	evolutionary upgrade to cdmaOne (IS-95)	Americas, Asia, some others
CDMA Direct Spread (IMT-DS)	UMTS ^[nb 3]	W-CDMA ^[nb 4]	worldwide
CDMA TDD (IMT-TC)		TD-CDMA ^[nb 5]	Europe
		TD-SCDMA ^[nb 6]	China
FDMA/TDMA (IMT-FT)	DECT	short-range; standard for cordless phones	Europe, US
IP-OFDMA			worldwide

Рис. 2.8: Краткое описание стандартов IMT2000 (3G; 3G+)

Развертывание существующих сетей третьего поколения началось в 2002-м году; на рубеже второго десятилетия XXI-го века началась их массовая модернизация до 3G+ – на этот раз исключением из мирового телекоммуникационного бума не стала и Россия - первым оператором с сетью CDMA450 в 2002-м году Санкт-Петербурге стал достаточно известный и на сегодняшний день провайдер SkyLink.



Рис. 2.9: Смартфоны эпохи IMT2000 (3G; 3G+)

2.6 Поколение сверхширокополосного доступа - 3,9G; 4G

Идейными продолжателями сверхуспешных сетей 3-го поколения явились сети сверхширокополосного мобильного радиодоступа - сети 4-го поколения. Первоначальные спецификации стандартов Mobile WiMAX¹⁶ и LTE¹⁷, являющихся сетями 3,9G были опубликованы Международным

¹⁶Worldwide Interoperability for Microwave Access - всемирный стандарт высокочастотного радиодоступа.

¹⁷LTE - Long Term Evolution - «»результат долговременной эволюции.

Союзом Электросвязи (МСЭ¹⁸) в марте 2008 года в рамках концепции IMT-Advanced. В рамках концепции IMT-Advanced были выдвинуты требования к обеспечению беспрецедентных скоростей передачи информации - до 100 Мбит\с. для высокомобильных абонентов и 1 Гбит\с. для стационарных терминалов!

Требования, предъявляемые концепцией IMT-Advanced оказались настолько велики, что им смогли удовлетворить лишь вторые ревизии описанных выше стандартов - Mobile WiMAX rev.2 и LTE-Advanced, опубликованные весной 2011 г., полностью соответствующие заявленным требованиям. Первые LTE-A и WiMAX rev.2 сети планируются к разворачиванию ведущими мировыми телекоммуникационными операторами лишь в конце 2013-начале 2014 г.

На сегодняшний день бурное развитие сетей LTE и Mobile WiMAX rev.1 происходит по всему миру - так, ведущий оператор, обеспечивающий подключение к данным сетям связи в столице и регионах РФ - альянс Скартел+Мегафон, предоставляющий услуги под брендом Yota.



Рис. 2.10: Смартфон 4-го поколения от Samsung

2.7 Перспективные конвергентные сети связи - 5G

Вскоре после появления первых сетей и стандартов мобильной радиосвязи 4-го поколения, в специализированной литературе стали появляться

¹⁸ Англ. - ITU – International Telecommunication Union.

предположения о структуре и требованиях к перспективным конвергентным сетям радиодоступа - перспективного поколения 5G. Несмотря на то, что ряд экспертов пессимистично говорят о невозможности появления данных сетей ранее 2020 года, уже сейчас возможно сформировать ряд ключевых требований, принципиально отличающих их от уже развернутых телекоммуникационных систем и комплексов:

- Использование технологий CDR¹⁹ - т.н. когнитивного радио, обеспечивающего беспроводную эксплуатацию абонентского устройства одновременно в нескольких разнородных телекоммуникационных системах.
- Внедрение концепции SDR²⁰ - программно определяемых радиointерфейсов - когда любые возможности радиointерфейсов буквально программируются на универсальных аппаратных платформах и, таким образом, могут быть обновлены до новых возможностей буквально перепрошивкой устройства!
- Использование новейших технологий, таких как модуляция с частотным разделением по подпространствам Вандермонда, повсеместное использование IPv6, широкое использование принципов нечеткой логики и алгоритмов нейронных сетей в управлении инфраструктурой и при реализации алгоритмов управления качеством обслуживания.

¹⁹CDR - Cognitive Defined Radio.

²⁰SDR - Software Defined Radio.



Рис. 2.11: Концепт телефона будущего

Контрольная работа - вводные темы

Варианты вопросов

- 1 Приведите классификацию АССиПД по зоне обслуживания. Детализируйте ответ.
 - 2 Как достигается эффект экономии частот в сотовых сетях связи? Что такое кластер? Какие вы можете предложить способы обслуживания абонента, переходящего из одной соты в другую?
-

- 1 Приведите классификацию АССиПД по зоне обслуживания. Детализируйте ответ
 - 2 Что такое концепции CDR и SDR? Как вы считаете, каким образом возможна их реализация в телекоммуникационной среде; к какому времени это возможно?
-

- 1 Назовите основные стандарты и особенности сетей 0G; 1G; 2G (с учетом подпоколений).
 - 2 Какие вы знаете услуги по передаче данных в сетях поколения 2G+ (скорости передачи 64-350 кбит)? О каких вы догадываетесь или какие вы могли бы предложить?
-

- 1 Назовите основные стандарты и особенности сетей 3G-5G (с учетом подпоколений).

2 Для каких целей могут использоваться сверхвысокие скорости передачи данных в сетях поколений 4G, 4G+ (за исключением примитивного медиастриминга). Целесообразно ли дальнейшее повышение пропускной способности беспроводных каналов связи базовая станция-абонент? Ответ обоснуйте.

Лекция 3

Технологии множественного доступа. Методы коммутации

Под технологиями множественного доступа понимаются методы обеспечения одновременной работы нескольких пользователей в рамках одной системы связи¹. Вопросы обеспечения множественного доступа являются фундаментальными для телекоммуникационных систем. Именно принципам обеспечения множественного доступа, а также связанным вопросам о технологиях коммутации и будет посвящена данная лекция.

3.1 Технологии множественного доступа в сеть

Различают четыре основных технологии множественного доступа - с пространственным (ПРК), частотным (ЧРК), временным (ВРК) и кодовым (КРК) разделением каналов. В современных телекоммуникационных системах также используется множество их смешанных разновидностей и модификаций. Рассмотрим далее базовые принципы организации всех трех вышеперечисленных методов обеспечения множественного доступа.

3.1.1 Пространственное разделение каналов (SDMA)

Технология ПРК (SDMA²) - исторически первый из типов разделения каналов, примененный еще в первых проводных коммуникациях - телефонных сетях 19-го века. Первоначально под ПРК имелась в виду

¹Или, более корректно, разделение общего ресурса линии связи между различными информационными источниками - согласно терминологии теории информации.

²SDMA - Space Division Multiple Access - множественный доступ с пространственным разделением.

простейшая концепция - один кабель—один абонент, что выражалось в создании «лесов» кабелей даже для малых по емкости ТфОП.



Рис. 3.1: Буквальное понимание SDMA - старые ТфОП

В современных системах радиодоступа принцип выделения каждому пользователю своего физического канала (либо, более корректно - своего независимого радиоканала каждому потоку данных)³ рассматривается на принципиально новом качественном уровне. Для осуществления разделения физических каналов (физических сред вещания) используются сложные антенные системы, как на базовой станции, так и на абонентских приборах. Использование сложных по структуре антенных систем и специфических типов сигналов позволяет реализовать так называемые MIMO⁴-системы, обеспечивающие прием и передачу с абонентских устройств одновременно с нескольких антенн. Использование технологий MIMO позволяет в несколько раз повысить помехоустойчивость (при дублировании потоков данных), либо скорость передачи информации (при передаче независимых потоков информации).

Сегодня технологии SDMA-MIMO используются в LTE, WiFi, WiMAX и других современных телекоммуникационных системах.

3.1.2 Частотное разделение каналов (FDMA)

Для всех методов разделения каналов⁵ исходную постановку задачи множественного доступа возможно переформулировать как задачу пере-

³При соблюдении условий использования одной и той же полосы частот и вещания в одном и том же времени.

⁴MIMO—multiple in-multiple out – много входов, много выходов; первые MIMO-системы гражданского сектора появились на рубеже XX и XXI-го веков.

⁵За исключением SDMA в его первоначальном понимании.

дачи т.н. группового сигнала⁶ в рамках заданной системы связи. Частотное разделение каналов или ЧРК (FDMA⁷) - тип разделения каналов, призванный решить проблему первых сетей с SDMA - уже упомянутых выше телефонных линий. Принцип FDMA заключается в том, что доступный частотный спектр делится между пользователями на частотные полосы. Источники информации в чистом FDMA могут использовать выделенный им частотный ресурс неограниченно по времени, но при этом не должны создавать помех соседним каналам. Для избежания помех вводят *защитные интервалы* между соседними частотными полосами - так называемые **полосы расфилтровки**.

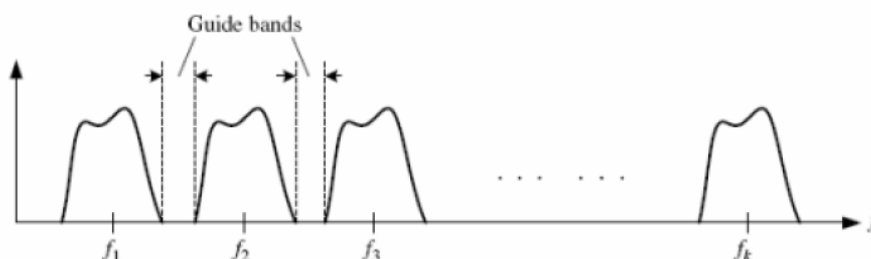


Рис. 3.2: Вид спектра группового сигнала в FDMA-системе

ЧРК в чистом виде применялось лишь в наиболее старых аналоговых системах радиодоступа. В смещении с другими типами разделения каналов FDMA используется во многих стандартах мобильных систем связи - NMT, GSM, UMTS⁸, Mobile WiMAX, LTE.

3.1.3 Временное разделение каналов (TDMA)

Относительно молодым⁹ способом обеспечения вещания одновременно нескольких пользователей в одной системе связи является ВРК, обеспечивающее разделение информационных потоков по различным промежуткам времени - тайм-слотам. Данные от каждого пользователя «упаковываются» в более короткий временной интервал и передаются в его собственный тайм-слот. Данный способ разделения каналов добавляет допол-

⁶Групповым называется сигнал, передающийся по одной физической среде, но содержащий в себе информацию от нескольких информационных источников.

⁷FDMA - Frequency Division Multiple Access - множественный доступ с частотным разделением каналов.

⁸Universal Mobile Telecommunication System - расширение сетей GSM до спецификаций 3-го поколения.

⁹Появившимся в 50-е - 60-е годы XX-го века.

нительную задержку, равную времени между появлениями тайм-слотов одного и того же пользователя, необходимую на накопление информации с обеспечением ее последующей буферизации - «упаковки».

Естественно, что такой тип разделения каналов требует, во первых, перехода полностью на цифровые системы связи; во вторых - малой длительности тайм-слотов¹⁰, а в третьих - точной временной синхронизации между приемником и передатчиком. В связи с указанными факторами, оборудование для ВРК систем является существенно более сложным, чем для простого ЧРК. Сегодня TDMA используется в таких стандартах, как DECT¹¹, европейской группе стандартов АССиПД 3-го поколения UMTS-TDD и китайском 3G-стандарте TD-SCDMA.

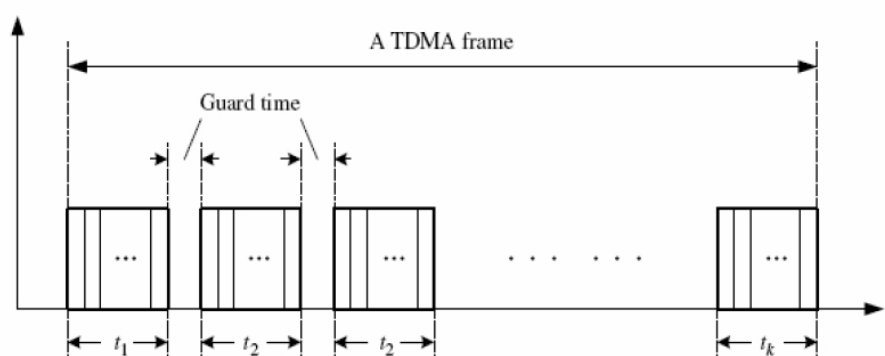


Рис. 3.3: Типичная схема построения системы с ВРК

Как и в ЧРК, в ВРК также необходимо использовать защитные интервалы, только уже временные, а не частотные, что и продемонстрировано на рис. выше. По своей природе ВРК-системы являются достаточно подходящими для пакетных технологий передачи данных и являются достаточно перспективными в плане реализации на их базе сетей передачи информации с пакетной передачи данных (например, на базе стека протоколов IP).

ВРК эффективно функционирует в объединении с ЧРК, формируя гибридные ВЧРК-системы. В данных системах появляется возможность выделения значительного количества частотно-временных «окон» для передачи данных отдельных пользователей. Схема работы такой системы показана на рис. ниже.

¹⁰И, следовательно, достаточно большой скорости передачи данных для передачи сколько-либо значимого объема информации в рамках тайм-слота.

¹¹Digital Enhanced Cordless Telecommunications - беспроводные цифровые телекоммуникационные системы - чаще всего используются для решения задач домашней и корпоративной внутренней телефонии.

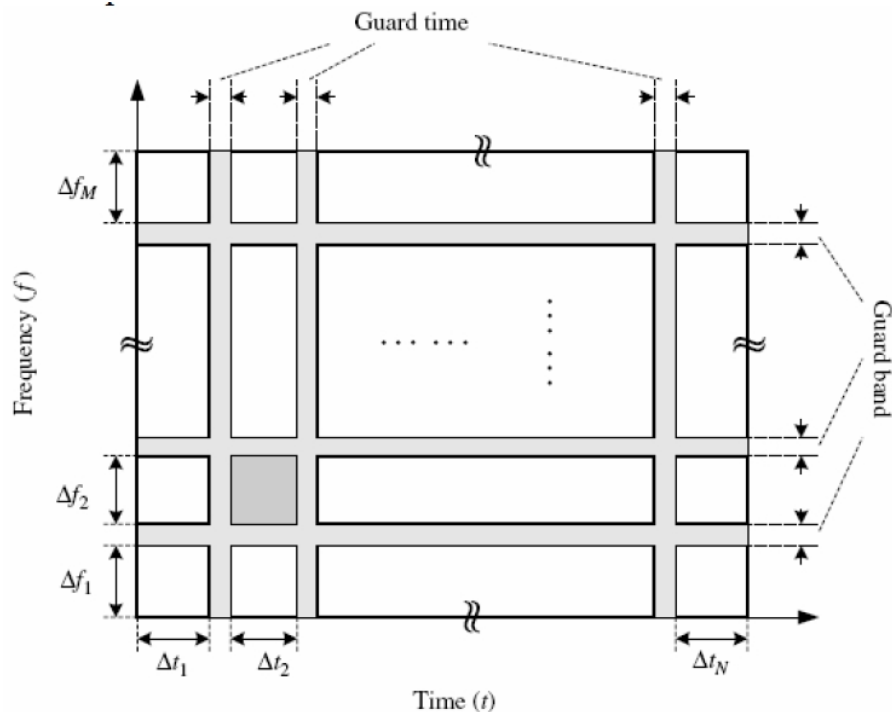


Рис. 3.4: Типичная схема построения системы с ВЧРК

3.1.4 Кодовое разделение каналов (CDMA)

Системы множественного доступа с кодовым разделением каналов сравнительно молоды относительно других методов разделения каналов - их история насчитывает приблизительно 40 лет идеологического развития. Данные системы позволяют обеспечить вещание нескольких пользователей в одной и той же полосе частот в одно и то же время благодаря применению уникальных кодов (цифровых сигнатур пользователей) для выделения сигнала каждого пользователя из группового¹². Теоретически абонентская емкость¹³ ограничена только количеством уникальных кодов, однако в реальности она ограничивается уровнем т.н. межпользовательских помех¹⁴ и лишь в редких случаях превышает 15-20 пользователей для одной антенной системы БС.

На базе КРК-систем строится подавляющее большинство спутниковых и мобильных систем связи, передачи данных и навигации - WCDMA,

¹²В системах с КРК каждая из составляющих группового сигнала кодируется одной из множества т.н. ортогональных функций. Детальное рассмотрение аппарата ортогональных функций, в связи с ограниченностью времени изложения, выходит за пределы данного курса лекций.

¹³Количество одновременно активных пользователей.

¹⁴Помех со структурой сигнала, возникающих из-за неточного выравнивания границ сигналов каждого из пользователей, а также т.н. эффекта многолучевого распространения.

UMTS, CDMA-2000, WiMAX, Bluetooth, GPS, ГЛОНАСС и многие другие.

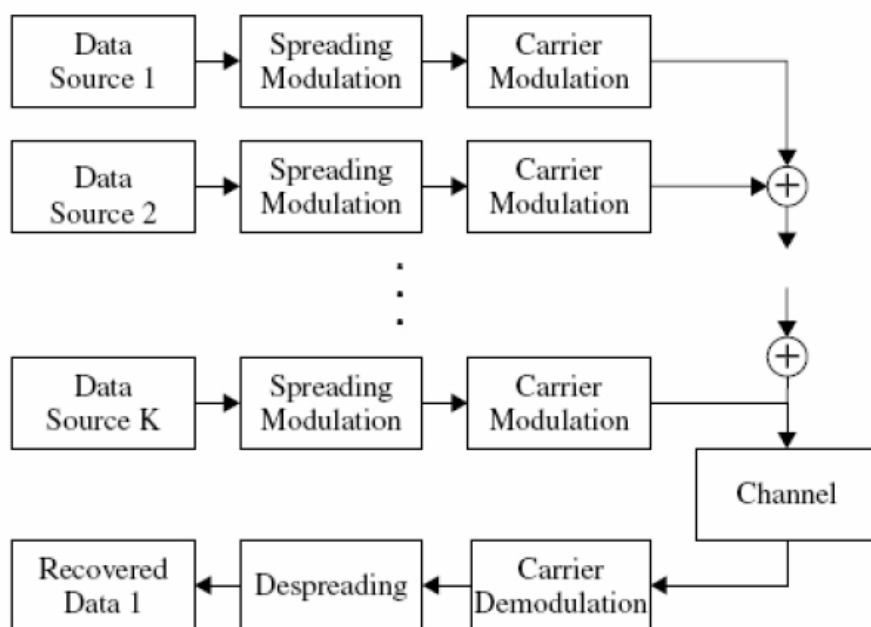


Рис. 3.5: Типичная схема построения системы с КРК

3.2 Системы конкурентного доступа к среде

Кроме систем с четким централизованным разделением каналов существует достаточно большое количество как кабельных (Ethernet), так и беспроводных (WiFi, некоторые спутниковые системы передачи данных) телекоммуникационных систем, использующих т.н. конкурентный доступ в среде. В системах с конкурентным доступом абоненты «соревнуются» между собой за ресурсы линии связи, чаще всего, во временной области. В системах связи такого типа одними из фундаментальных вопросов являются вопросы корректного избежания и предотвращения коллизий - попыток одновременной работы нескольких пользователей.

3.2.1 Метод доступа к линии связи Pure ALOHA

Простейшим семейством протоколов доступа в конкурентных системах связи является семейство протоколов ALOHA, разработанное в рамках создания одноименной компьютерной сети университетом Гавайев. Первая версия протокола называлась Pure ALOHA (или просто ALOHA) и основывалась на двух простых принципах:

- При наличии данных для отправки, отправлять данные в канал связи.
- Если сообщение не дошло до получателя, отправить повторно с псевдослучайной задержкой.

Таким образом, мы видим, что Pure ALOHA не проверяет доступность канала связи перед отправкой данных. Более того, для применения Pure ALOHA и корректной настройки схемы повторной отправки сообщений (которая является критичным механизмом данного протокола) необходимо заранее знать точную пропускную способность канала, что далеко не всегда представляется возможным в мобильных каналах связи.

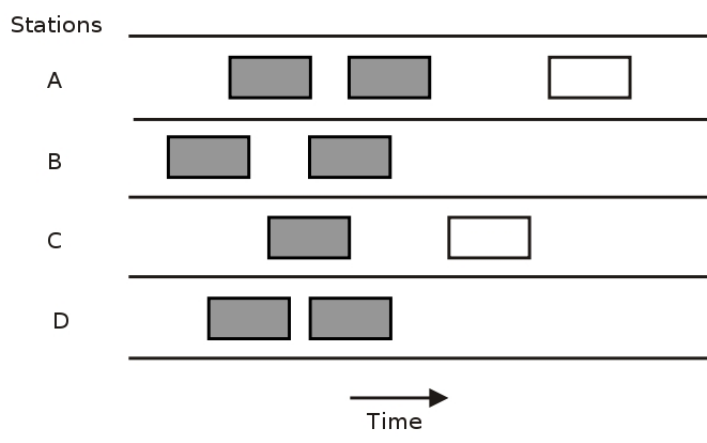


Рис. 3.6: Пример работы метода доступа ALOHA. Серые блоки - коллизии.

3.2.2 Метод доступа к линии связи S-ALOHA

Существенно улучшенной версией ALOHA является метод «Slotted ALOHA», в рамках которого был введен механизм тайм-слотов, автоматически повысивший суммарную пропускную способность канала. В рамках Slotted ALOHA каждая станция может вещать только в фиксированные тайм-слоты, что существенно снижает количество (вероятность возникновения) коллизий.

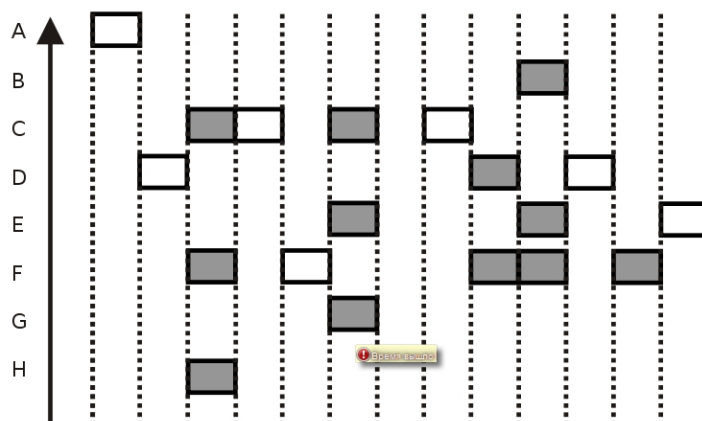


Рис. 3.7: Пример работы метода доступа S-ALOHA. Серые блоки - коллизии.

3.2.3 Методы избежания коллизий CSMA-CD и CSMA-CA

Методы избежания коллизий CSMA-CD и CSMA-CA¹⁵ - сетевые протоколы, разработанные для телекоммуникационных систем с конкурентным доступом на смену протоколов семейства ALOHA. Данные протоколы при их корректной реализации являются достаточно эффективными; CSMA-CD применяется в проводных сетях связи (например, в Ethernet 10BASE5, 10BASE2); CSMA-CA - в беспроводных локальных сетях (всех стандартизованных вариациях WiFi систем). Схема работы данных протоколов несколько сложнее и состоит из следующих пунктов:

- Используется та или иная схема прослушивания канала связи.
- Для CSMA-CA: станция, которая должна начать передачу, передает в канал сигнал занятости линии (т.н. jam¹⁶-сигнал). После некоторого времени ожидания, если в канале отсутствует jam-сигнал или информационная передача, станция начинает передачу фрейма данных, после чего (опционально) ждет сигнала подтверждения от реципиента сообщения. Таким образом, в CSMA-CA используется механизм предотвращения коллизий, максимально подходящий для беспроводных линий связи.

¹⁵Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (Collision Avoidance) - методы множественного доступа с контролем несущей и обнаружением (предотвращением) коллизий.

¹⁶jam signal - помеховый сигнал.

- Для CSMA-CD - если во время передачи станция обнаруживает jam-сигнал или информационную передачу от другой станции, она останавливает процесс передачи и ждет псевдослучайное время; после чего снова передает последний участок данных. Таким образом, CSMA-CD не предотвращает коллизии, но минимизирует время восстановления после возникновения. CSMA-CA обладает меньшей производительностью в связи с необходимостью занимать в канале дополнительное время для передачи jam-сигнала, но больше подходит для беспроводных каналов связи с большим количеством абонентов (в связи с более надежным механизмом предотвращения коллизий).

3.3 Методы коммутации в системах связи

Завершим текущую лекцию рассмотрением методов коммутации - непосредственно принципов занятия канала при передаче данных.

3.3.1 Коммутация каналов

Системы с коммутацией каналов имеют наиболее богатую историю и являются произошедшими от первых телефонных сетей. В системе с коммутацией каналов перед передачей данных всегда необходимо выполнить процедуру установления соединения, в процессе которой и создается канал связи; лишь только после этого возможно передавать данные. На рис. ниже изображен пример сети с коммутацией каналов.

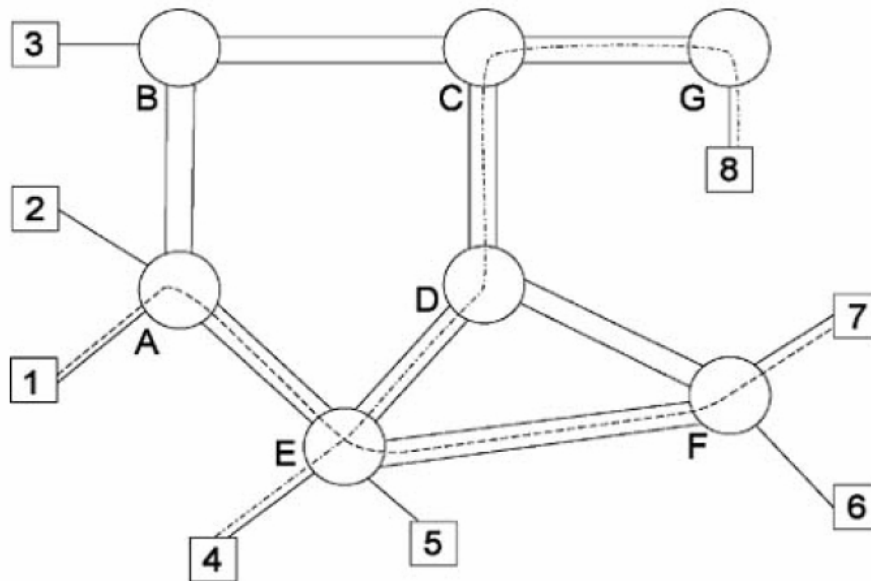


Рис. 3.8: Пример работы коммутации каналов.

Достоинства технологии коммутации каналов:

- Постоянная и известная скорость передачи данных по установленному каналу. Это дает возможность пользователю сети рассчитать возможность соединения на основе пропускной способности канала связи.
- Низкий и постоянный уровень задержки передачи данных через сеть. Это позволяет качественно передавать данные, чувствительные к задержкам (называемые также трафиком реального времени) – голос, видео и другую критичную ко времени задержки (латентности соединения) информацию.

Недостатки технологии коммутации каналов:

- Отказ сети в обслуживании запроса на установление соединения. Такая ситуация может сложиться из-за того, что на некотором участке сети соединение необходимо устанавливать вдоль канала, через который уже проходит максимально возможный трафик. Отказ может случиться и на конечном (терминальном) участке канала связи - например, если абонент способен поддерживать только одно соединение, что характерно для ТфОП. Действительно, при поступлении второго вызова к уже разговаривающему абоненту сеть передает вызывающему абоненту короткие гудки - сигнал «занято».

- Нерациональное использование пропускной способности физических каналов. Та часть пропускной способности, которая отводится составному каналу после установления соединения, предоставляется ему на все время, т.е. до тех пор, пока соединение не будет разорвано. Однако абонентам не всегда нужна вся пропускная способность канала на все время соединения – например, при телефонном разговоре всегда возникают паузы; еще более неравномерной во времени может быть передача данных в локальной сети.

Невозможность динамического перераспределения пропускной способности представляет собой принципиальное ограничение технологии коммутации каналов, т.к. единицей коммутации здесь является коммутационный поток в целом.

- Всегда присутствует обязательная задержка перед передачей данных, связанная с фазой установления соединения.
- Коммутацию каналов невозможно использовать в системах связи с нестабильным состоянием канала при существенных требованиях абонентов к объему передаваемой информации, например, в условиях подвижных абонентов мобильной связи при передаче ими больших объемов трафика.

3.3.2 Коммутация пакетов

Технология коммутации пакетов была специально разработана в начале 70-х годов для эффективной передачи компьютерного трафика. Первые шаги на пути создания компьютерных сетей на основе техники коммутации каналов показали, что этот вид коммутации не позволяет достичь высокой общей пропускной способности сети. Типичные сетевые приложения генерируют трафик очень неравномерно, с высоким уровнем пульсации скорости передачи данных. Например, при обращении к удаленному файловому серверу пользователь сначала просматривает содержимое каталога данного сервера, что порождает передачу лишь небольшого объема данных. Затем он копирует файл, что порождает существенно более интенсивную передачу данных по сети.

Как показывает статистика, **коэффициент пульсации трафика**¹⁷

¹⁷Коэффициент пульсации трафика - отношение средней интенсивности обмена данных к максимально возможной.

отдельного абонента как в проводной, так и беспроводной сети связи, может достигать 1:50 или даже 1:100.

При коммутации пакетов все передаваемые сообщения разбиваются на небольшие части, называемые пакетами. Каждый пакет снабжается заголовком, в котором указывается адресная информация, необходимая для доставки пакета на узел назначения, а также номер пакета, который будет использоваться узлом назначения для сборки сообщения. Пакеты транспортируются по сети как независимые информационные блоки. Коммутаторы сети принимают пакеты от конечных узлов и на основании адресной информации передают их друг другу, а в конечном итоге – узлу назначения.



Рис. 3.9: Схема передачи информации в системе с коммутацией пакетов

Коммутаторы пакетной сети отличаются от коммутаторов каналов тем, что они имеют внутреннюю буферную память для временного хранения пакетов, если выходной порт коммутатора в момент принятия пакета занят передачей другого пакета. В этом случае пакет находится некоторое время в очереди пакетов в буферной памяти выходного порта, а когда до него дойдет очередь, он передается следующему коммутатору. Такая схема передачи данных позволяет сглаживать пульсации трафика и наиболее эффективно повышает пропускную способность системы связи в целом. Достоинства технологии коммутации пакетов:

- Высокая общая пропускная способность сети при передаче пульсирующего трафика.
- Возможность динамически перераспределять пропускную способность физических каналов связи между абонентами в соответствии с реальными потребностями их трафика.
- Сеть всегда готова передать данные абонента.

Недостатки технологии коммутации пакетов:

- Неопределенность скорости передачи данных между абонентами сети, обусловленная тем, что задержки в очередях буферов коммутаторов сети зависят от общей загрузки сети.
- Переменная величина задержки пакетов данных, которая может быть достаточно продолжительной в моменты перегрузок сети.
- Возможные потери данных из-за переполнения буферов коммутаторов.

Лекция 4

Компоненты современных систем СВЯЗИ

Любая система связи подчиняется общим принципам построения и проектирования. В данной лекции мы рассмотрим структурную схему обобщенной системы связи и физический смысл каждого функционального блока в данной схеме.

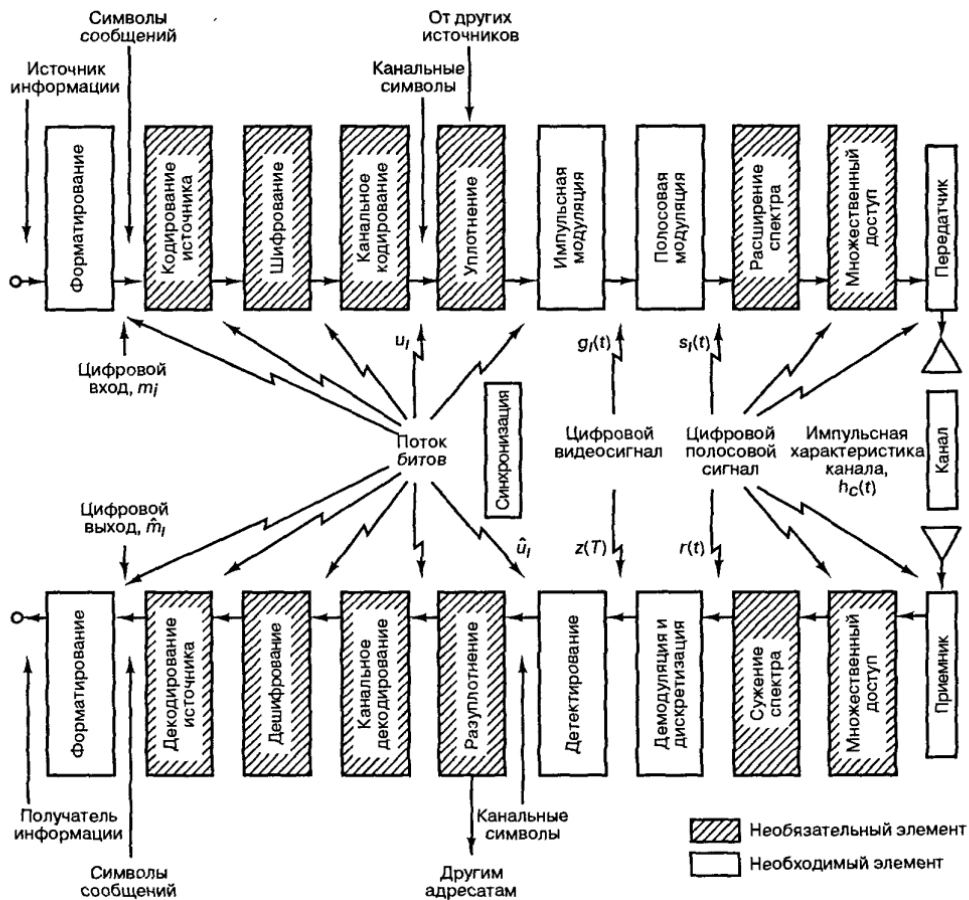


Рис. 4.1: Структурная схема обобщенной системы связи

Некоторые блоки на указанной схеме могут быть необязательными для каждого конкретного случая: так, например, в случае, когда не используется расширение спектра (технологии КРК), будут отсутствовать блоки расширения и сужения спектра; в общем случае необязательно проведение шифрования информации и т.д.

На вышеприведенной схеме возможно различить передающую часть (верхний уровень) и приемную часть (нижний уровень), являющиеся во многом симметричными друг другу. Рассмотрим далее физический смысл каждой пары блоков, входящих в данную схему.

4.1 Физический смысл компонентов системы связи

4.1.1 Форматирование

Форматирование - процесс представления исходной информации в наиболее удобном для дальнейшей обработки виде. Пример форматирования: разбивка исходного потока данных на структурные единицы: биты, блоки, фреймы, кадры и т.д. В процессе форматирования для аналоговых сигналов могут участвовать процессы дискретизации, т.е. преобразования исходного непрерывного сигнала в последовательность отсчетов и квантования. В итоге на выходе процедуры форматирования на передающей стороне мы получаем, например, последовательность бит $m_i, i = 1 \dots N$. На приемной стороне процедура форматирования обеспечивает преобразование последовательности бит в сигнал, подходящий для получателя информации (например, в звуковой сигнал – речь).

4.1.2 Кодирование источника

Кодирование источника – процесс преобразования исходной последовательности бит в новую последовательность, например, в целях удаления избыточности. На данной стадии может производиться, например, оптимальное кодирование кода - по Шеннону-Фано, Хаффману и т.д. На приемной стороне симметричным блоком является декодирование источника, извлекающее из закодированной посылки исходную последовательность бит. Данная стадия является в общем случае необязательной.

4.1.3 Шифрование

Шифрование – процесс закрытия информации от несанкционированного доступа. Последовательность бит преобразуется по некоторым законам; при этом обратное преобразование может осуществить лишь абонент, знающий значение «ключа» для данных законов преобразования. В зависимости от структуры используемых ключей методы шифрования подразделяются на **симметричное** и **асимметричное** шифрование.

- Симметричное шифрование: посторонним лицам может быть известен алгоритм шифрования, но неизвестна небольшая порция секретной информации – ключа, одинакового для отправителя и получателя сообщения. Примерами таких систем являются системы шифрования DES¹, Triple DES²(3DES), ГОСТ 28147-89³, Blowfish⁴ и многие другие. Достоинства данных методов шифрования: высокая скорость по сравнению с алгоритмами асимметричного шифрования⁵ и простота реализации. Недостатки – сложность обмена ключами: для применения необходимо решить проблему надежной передачи ключей каждому абоненту, так как нужен секретный канал для передачи каждого ключа обеим сторонам.
- Асимметричное шифрование: посторонним лицам может быть известен алгоритм шифрования, и, возможно, открытый ключ, но неизвестен закрытый ключ, известный только получателю. Ярким примером таких систем являются системы шифрования RSA⁶ и ГОСТ

¹Data Encryption Standard - стандарт шифрования данных. Разработан компанией IBM и утвержден правительством США в 1977 году как официальный стандарт. На данный момент не является криптостойким из-за малой длины ключа (56 бит), который может быть взломан методом перебора ключа.

²TripleDES - модификация DES с длиной ключа в 168 бит. Криптостойкость на данный момент находится под сомнением.

³ГОСТ 28147-89 – советский и российский стандарт симметричного шифрования, введенный в 1990-м году. Истоки данного алгоритма восходят к одному из закрытых НИИ 70-х годов, подведомственных КГБ.

⁴Blowfish – алгоритм, разработанный Брюсом Шнайером в 1993 году. Преимуществами Blowfish являются скорость, простота, компактность и настраиваемая стойкость.

⁵По данным Applied Cryptography - на три порядка выше.

⁶Рональд Линн Райвест, Ади Шамир и Леонард Адлеман – аббревиатура по именам создателей алгоритма. Является первым криптографическим алгоритмом с открытым ключом; разработан в 1977 году и до сих пор используется в большом числе криптографических приложений. Криптостойкость высокая.

Р34.10-2001⁷ Преимуществом асимметричных шифров перед симметричными является отсутствие необходимости предварительной передачи ключа по надежному каналу. Недостатки - существенно большее количество вычислительных ресурсов и «засвечивание» получателя и отправителя самим фактом пересылки зашифрованного сообщения. Из-за данных недостатков редко применяются в системах связи.

Симметричным блоком на приемной стороне является блок дешифрования, обеспечивающий раскрытие зашифрованной информации.

4.1.4 Канальное кодирование

Процедуры канального кодирования обеспечивают помехоустойчивое кодирование сообщения для обеспечения восстановления информации в случае ошибок; так называемое перемежение символов сообщения (обмен местами символов – например, вначале идут первые символы всех кадров, затем вторые и т.д.), защищающее от пакетных ошибок (ошибок, идущих подряд). Действительно, после выполнения операции деперемежения пакетная ошибка рассредотачивается по всей длине кода, что позволяет восстановить информацию в этом случае. Помехоустойчивыми являются так называемые блочные коды, сверточные коды; их комбинации – турбокоды и т.д. Перемежение также бывает нескольких видов – сверточное и блочное. Симметричным блоком является блок канального декодирования, осуществляющий деперемежение закодированной посылки и восстанавливающий исходную информационную посылку из закодированной посылки. Данная стадия является обязательной в беспроводных системах радиодоступа в связи с значительным уровнем шумов и помех в таких системах. На выходе блока канального кодирования мы получаем канальные символы – итоговую последовательность бит.

4.1.5 Уплотнение

Уплотнение – операция комбинирования информационных потоков от нескольких однородных устройств. Другое название данной операции – мультиплексирование. Данная операция всегда присутствует в сетях передачи нижнего уровня, но достаточно редко в беспроводных системах

⁷ГОСТ Р34.10-2001 – российский стандарт, описывающий алгоритмы формирования и проверки электронной подписи; введен в 2001-м году.

связи. Обратная операция на приемной стороне – разуплотнение (демультиплексирование); на выходе данного блока по прежнему последовательность бит.

4.1.6 Синхронизация

Во всех блоках, в которых происходит работа с цифровыми данными вплотную встает проблема синхронизации работы: как тактовой, т.е., каким образом блоки будут запускаться по входной тактовой частоте; так и кадровой и более высокого уровня – каким образом происходит «выравнивание» битовых блоков в каждой из структурных единиц схемы. Существует широкий перечень методов и средств синхронизации; проблематика ее осуществления является одной из определяющих в современных системах передачи данных. Значительно более легко синхронизация осуществляется в блоках, работающих с аналоговыми сигналами: такие блоки сами «понимают», когда необходимо входить в синхронизм.

4.1.7 Импульсная модуляция

Для передачи последовательности бит в аналоговой форме используются методы низкочастотной или импульсной модуляции. В импульсной модуляции для передачи бит используются электрические импульсы, преобразующиеся далее в аналоговый сигнал.

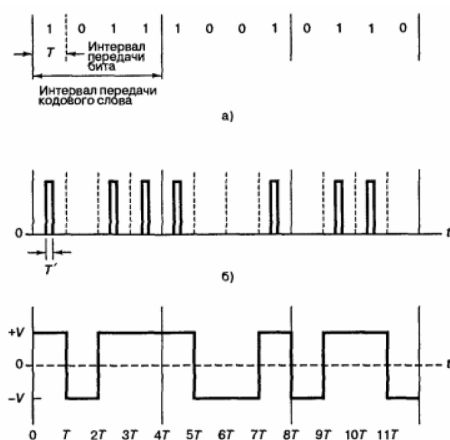


Рис. 4.2: Пример работы импульсной модуляции

Существует множество видов импульсной модуляции, базирующихся на общих концепциях ЧИМ, ФИМ и ШИМ (частотно-импульсной, фазово-импульсной и широтно-импульсной модуляции) и смешанных видов моду-

ляции. На выходе импульсной модуляции мы получаем низкочастотный аналоговый сигнал $g(t)$ - так называемый **видеосигнал**. Обратным блоком для блока импульсной модуляции является блок детектора, преобразующего огибающую аналогового, либо дискретизированного сигнала в импульсы и далее в последовательность бит.

4.1.8 Полосовая модуляция

Под полосовой модуляцией понимается процесс переноса низкочастотного сигнала $g(t)$ в область высоких частот. Как правило, в качестве переносчика информации используется гармоническое колебание $s(t) = A\cos(2\pi f_0 t + \phi)$, основными параметрами которого, доступными для модуляции, являются амплитуда A , частота f_0 и фаза ϕ . Соответственно, различают амплитудную (АМ), частотную (ЧМ), фазовую (ФМ) и комбинированные методы модуляции (например, КАМ)/ В системах беспроводной связи очень часто используют ФМ-методы модуляции; в системах беспроводной связи – ЧМ и АФМ. АМ-методы использовались преимущественно в ранних системах связи; на данный момент в чистом виде практически не используются из-за своих низких характеристик.

Обратным блоком для блока полосовой модуляции является блок **демодуляции и дискретизации**. На выходе блока полосовой модуляции мы получаем высокочастотный цифровой полосовой сигнал - так называемый **радиосигнал**.

4.1.9 Расширение спектра

В системах связи военного сектора с 60-х годов, а также в коммерческих системах начиная с середины 90-х начинают применяться технологии расширения спектра⁸. Расширение спектра – технический прием, увеличивающий полосу радиосигнала в N_{wide} раз.

В зависимости от архитектуры и используемых видов модуляции системы с расширенным спектром могут быть разделены на следующие основные группы:

- Системы с прямым расширением спектра на основе ПСП⁹ (т.н. системы DS-CDMA¹⁰).

⁸В частности, для реализации принципов кодового разделения каналов - CDMA.

⁹ПСП - псевдослучайная последовательность.

¹⁰Direct Sequence CDMA - CDMA с ПСП.

- Системы с перестройкой рабочей частоты (системы с перескоком частоты - с «прыгающей» частотой).
- Системы с перестройкой временного положения сигналов (с «прыгающим» временем).
- Системы со смешанными методами расширения спектра.

Обратным блоком для блока расширения спектра является блок сужения спектра.

4.1.10 Блок обеспечения множественного доступа

В данном блоке реализуются технологии множественного доступа, подробно рассмотренные в предыдущей лекции. Технологии множественного доступа основаны на четырех базовых принципах разделения каналов, а также их комбинациях:

- Принцип ПРК (пространственное разделение каналов - SDMA).
- Принцип ЧРК (частотное разделение каналов - FDMA).
- Принцип ВРК (временное разделение каналов - TDMA).
- Принцип КРК (кодированное разделение каналов - CDMA).

Кодовое разделение каналов является наиболее перспективной технологией множественного доступа на настоящий момент. Симметричным для блока обеспечения множественного доступа является блок выделения сигналов пользователей из группового сигнала.

4.1.11 ВЧ-тракт и среда распространения

Результирующий аналоговый сигнал передается в канал связи (среду распространения). После передачи по зашумленному каналу связи сигнал принимается в оконечный блок приемного тракта – на приемный комплекс антенн, далее поступает в ВЧ¹¹-тракт приемника, в котором осуществляется базовое усиление сигнала, его аналоговая фильтрация, выравнивание

¹¹ВЧ - высокочастотная часть

частотных искажений и пр. В общем случае канал связи представляет собой динамическую систему, которая описывается следующим образом:

$$\widetilde{S}(t) = S(t) \cdot h(t) + I_{outer}(t) + I_{inner}(t) + n(t), \quad (4.1)$$

где $\widetilde{S}(t)$ - сигнал на приемной стороне; $S(t)$ - сигнал на передающей стороне; $h(t)$ - переходная характеристика¹² канала связи; I_{outer} - внешние помехи в канале связи; I_{inner} - внутренние шумы системы; $n(t)$ - совокупность внешних шумов (теплового шума, электро-магнитного фона и пр.).

¹²Переходная характеристика (или импульсная переходная характеристика) - выходной сигнал динамической системы как реакция на входной сигнал в виде последовательности отсчетов (в пределе - дельта-функций Дирака).

Тема II

Теоретические основы функционирования радиоканала

Лекция 5

Основы распространения радиоволн

Рассмотрим соединительное звено между приемной и передающей частями любой АССиПД - среду распространения.

В рассматриваемых в данном курсе лекций АССиПД в качестве среды распространения рассматривается воздушная среда по которой распространяются электромагнитные волны от передатчика к приемнику. Простейшим случаем распространения является так называемый случай LOS¹, определяемый также как распространение в свободном пространстве. Интуитивно понятно, что необходимым² условием LOS является нахождение приемника и передатчика в линии прямой видимости друг друга. Рассмотрим далее данный случай более подробно.

5.1 Модель распространения радиоволн в свободном пространстве

Итак, пусть приемная и передающая антенны находятся в пределах видимости друг друга; на достаточно большом расстоянии и среда распространения удовлетворяет прочим условиям распространения в свободном пространстве.³ В случае фиксированной мощности сигнала передатчика сигнал, принимаемый приемной антенной ослабевает согласно закону рассеивания энергии в свободном пространстве, что и позволяет сформулировать модель распространения в свободном пространстве.

¹LOS - Line of Sight - линия прямой видимости

²Но не достаточным!

³Указанные условия будут отдельно рассмотрены в следующих пунктах.

5.1.1 Модель распространения в свободном пространстве

Указанная модель гласит, что мощность сигнала на приемной стороне является функцией от расстояния между приемником и передатчиком, возведенной при этом в некоторую степень:

$$P_{rec} = \frac{P_{trans} \cdot K_{trans} \cdot K_{rec} \cdot L\lambda^2}{16\pi^2 d^\gamma}, \quad (5.1)$$

где d - расстояние между приемником и передатчиком (м.); $\lambda = \frac{c}{f}$ - длина волны (м.); K_{rec} и K_{trans} - безразмерные величины - коэффициенты усиления⁴ приемного и передающего АФУ⁵; P_{rec} и P_{trans} - мощности сигнала на входе приемника и на выходе передатчика, соответственно (Вт); γ - коэффициент условий среды распространения, приведен в следующей таблице; $0 \leq L \leq 1$ - совокупный коэффициент затухания, обусловленный прочими факторами канала связи и среды распространения.

Тип среды	Значение коэффициента γ
Свободное пространство	2
Сотовая радиосвязь в городской местности	2,75...3,5
Затененная сотовая радиосвязь в городской местности	3...5
В здании на линии прямой видимости	1,6...1,8
В здании с препятствиями на линии распространения радиосигнала	4...6
На предприятиях с препятствиями на линии распространения радиосигнала	2...3

Рис. 5.1: Значения коэффициента γ условий среды распространения

Из выражения 5.1 возможно видеть, что при повышении частоты радиоволны в N_λ раз мощность на приемной стороне падает в N_λ^2 раз.

⁴Включая КПД антенно-фидерного устройства (тракта). Фидер - линия передачи (в простейшем случае-кабель) от источника (либо приемника) электромагнитных колебаний до антенны.

⁵Антенно-фидерного устройства.

Так, при полностью совпадающих остальных параметрах, мощность на входе приемной антенны радиосигнала с частотой 10 ГГц в 100 раз меньше мощности сигнала с частотой в 1 ГГц.

Существенным плюсом модели распространения в свободном пространстве является ее крайняя простота, что позволяет использовать ее для быстрых, прикидочных расчетов без применения вычислительной техники. Минус данной модели - ее крайняя неточность (ошибка до 1-2 порядков) в сложных условиях распространения. Рассмотрим в качестве примера идеальный канал связи с единичным коэффициентом затухания и единичными коэффициентами усиления приемной и передающей антенн. В этом случае ослабление сигнала через 1 м; 1 км и 10 км для сигнала с частотой в 1 ГГц и коэффициентами усиления антенн, принятыми за единицу, может быть вычислено по данной формуле:

$$L_{weak} = \frac{P_{rec}(d)}{P_{trans}(d)} = \left(\frac{c}{f}\right)^2 \cdot \frac{1}{16 \cdot \pi^2 d^\gamma} \approx \left(\frac{3 \cdot 10^8}{10^9}\right)^2 \cdot \frac{0.006}{d^\gamma} \approx 5.7 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{1}{d^\gamma}. \quad (5.2)$$

Таким образом, при передаче в свободном пространстве и в границах прямой видимости на дальность уже в 100 метров минимальное ослабление радиосигнала составляет более $5 \cdot 10^{-8}$, что соответствует, при мощности излучения передатчика в 1 Вт, требованиям к чувствительности⁶ приемника в $10 \cdot \log_{10}(5 \cdot 10^{-8}) = -73$ дБВт = -43 дБмВт.

5.1.2 Децибелы и сопутствующие вычисления

Здесь мы впервые упомянули термин (и единицу измерения) децибел⁷(дБ, dB)) и производные от него - дБВт и дБмВт. Данная единица измерения используется при измерении отношения двух произвольных величины в логарифмической шкале - когда такое отношение невозможно наглядно представить в шкале линейной. Измерение в децибелах чаще

⁶Чувствительность приемника - минимальный уровень сигнала, воспринимаемый приемником в указанном канале связи при *стационарном* (не меняющемся с течением времени) уровне шумов и помех.

⁷Децибел - одна десятая бела - редко используемой логарифмической единицы измерений, названной в честь Александра Грэхема Белла. Децибел не является официальной единицей, включенной в систему СИ, но по решению Генеральной конференции по мерам и весам допускается его применение без ограничений совместно с СИ. Децибелы широко применяются в любых областях техники, где требуется измерение величин, меняющихся в широком диапазоне - в радиотехнике, оптике, акустике. Именно в децибелах принято измерять динамический диапазон любой величины.

всего используется для упрощения вычислений и сокращения нотации - разница в мощности двух сигналов на каждые 10 дБ соответствует разнице еще в 10 раз; на 3 дБ - в 2 раза; на 6 дБ - в 4 раза и т.д. Так, сигнал, обладающий мощностью в 42 децибел-Вт превосходит в $2 \cdot 10 \cdot 10 \cdot 10 \cdot 10 = 20000$ раз сигнал мощностью в 1 Вт, т.е. обладает мощностью в 20 кВт; напротив, сигнал мощностью в -160 дБВт в 10^{-16} меньше по мощности, чем 1 Вт, т.е. обладает мощностью в 0.1 фемтоВатта.

Это интересно: В большинстве случаев в радиотехнической литературе и описаниях устройств используется англоязычный термин dBm⁸. Формула преобразования из дБВт в dBm следующая: $M \text{ дБВт} = M + 30 \text{ дБмВт}$.

5.1.3 Модель свободного распространения и ВЧ-сигналы

Согласно показанной выше модели свободного распространения при возрастании частоты сигнала в N раз полезная дальность связи падает в N^2 . Однако в современных системах связи используются исключительно высокочастотные сигналы. В чем же преимущества и причины использования высокочастотных сигналов перед низкочастотными? Основных, фундаментальных причин - три; вторичных имеется множество. Итак, это:

- Дефицит радиоресурса, связанный с огромным количеством радиосистем, используемых в мире. Полоса радиочастот ниже 1 ГГц предельно жестко регламентирована с дискретностью до нескольких кГц подзаконными актами во всех странах мира.
- Требования к скорости передачи информации. Из теории информации известно, что реальная пропускная способность 1 Гц полосы частот не превышает 2-4 бит. Таким образом, для передачи потоков хотя бы в несколько Мегабит-с одновременно несколькими источниками⁹ необходимо осуществлять вещание на высоких частотах.
- Требования к размерам антенны - так называемый эффективный¹⁰ размер антенны должен быть сопоставим с длиной волны. Таким образом, для обеспечения эффективного приема сигналов с частотами

⁸dBm или дБмВт - то, насколько децибел заданное значение мощности более одного милливатта.

⁹Типичный случай современных АССИПД, например, сетей сотовой связи 3-го поколения.

¹⁰участок антенны, эффективно воспринимающий энергию радиоволн.

в единицы МГц длины антенн должны составлять величины порядка единиц и даже десятков метров. Напротив, сигналы гигагерцовых диапазонов позволяют обходиться миниатюрными антеннами в печатном исполнении, что приводит к возможности миниатюризации аппаратуры связи.

5.2 Зоны распространения радиоволн

Как уже говорилось выше, кроме необходимого требования на прямую видимость, для свободного распространения радиоволн присутствуют дополнительные условия. Одним из которых является работа радиосистемы в так называемой *дальней зоне распространения*. Поясним данный и смежные ему термины.

5.2.1 Структура ближней и дальней зон распространения

Электромагнитная волна (электромагнитное поле) существенно меняет свои свойства при различном удалении от источника излучения. Так, в непосредственной близости (в так называемой ближней зоне) от источника на свойства электромагнитной волны оказывает влияние сам источник излучения (рисунок ниже).

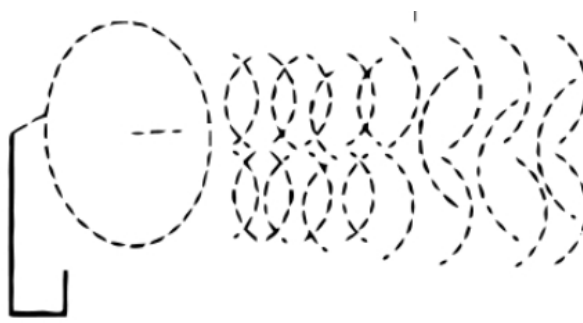


Рис. 5.2: Ближняя зона распространения радиоволн

При этом, как видим, сама ближняя зона имеет две области - находящуюся максимально близко к излучающей апертуре¹¹ - так называемая «**реактивная**» - неизлучающая зона. При работе в данной зоне приемник является как бы продолжением антенно-фидерного тракта передатчика, оказывает непосредственное влияние на передающий тракт и

¹¹Апертура - раскрыв антенной системы.

непоправимо повреждает сигнал (внося в него недопустимые нелинейные амплитудные и фазовые искажения - так называемую **реактивную составляющую**), не позволяя принять его ни самому себе, ни другим приемным устройствам. Граница реактивной зоны может быть вычислена по следующей формуле для антенн с маленькой эффективной длиной:

$$r < \frac{\lambda}{2 * \pi i} \tag{5.3}$$

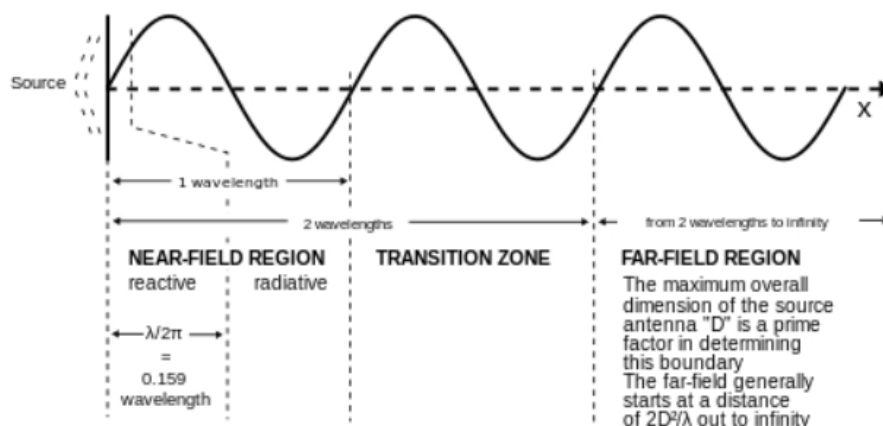


Рис. 5.3: Размеры ближней зоны для антенн с маленькой эффективной длиной

И по несколько другой формуле для антенн с существенным значением эффективной длины:

$$r < 0.62 \cdot \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}, \tag{5.4}$$

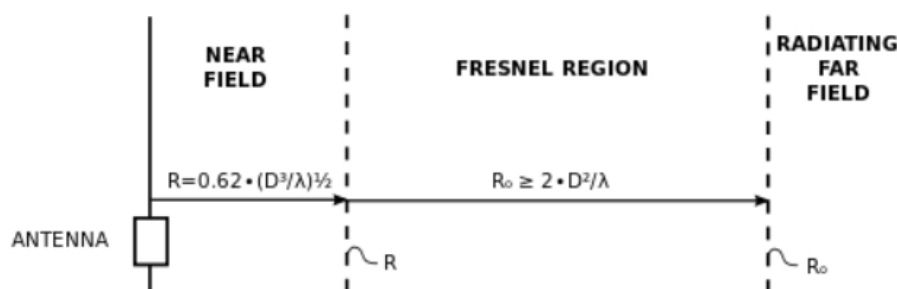


Рис. 5.4: Размеры ближней зоны для антенн с большой эффективной длиной

где D - эффективная длина антенны (м.). Данная граница для сигналов диапазона в несколько ГГц соответствует расстояниям в несколько десятков сантиметров.

Вторая, излучающая область ближней зоны называется **зоной Френеля**¹², обладающую двумя основными свойствами:

- Законы распространения в области Френеля схожи с распространением оптической волны¹³
- Электромагнитное поле в области Френеля обладают интересным свойством - при своем нахождении в области Френеля любой приемник забирает очень большую часть общей мощности радиоволны.¹⁴

Граница области Френеля обычно определяется на расстоянии нескольких метров по следующей формуле:

$$r < \frac{2 \cdot D^2}{\lambda} \quad (5.5)$$

, но ее характерные эффекты обычно распространяются, хотя и с существенно меньшей интенсивностью, и далее, вплоть до расстояния в 10-20 длин ЭМ¹⁵ волны. Данная переходная область так и называется - *переходной зоной распространения радиоволн* или *средней зоной распространения*.

Зона, находящаяся после области Френеля, называется *дальней зоной распространения радиоволн* или **зоной Фраунгофера**. Дальняя зона распространения является основной для рассмотрения эффектов распространения радиоволн и основной зоной для работы терминального и базового оборудования произвольных АССиПД. Мощность сигнала, распространяющегося в прямой видимости в зоне Фраунгофера в общем случае подчиняется 5.1 модели распространения в свободном пространстве. Сама же электромагнитная волна имеет так называемый сферический фронт распространения, что показано на следующем рисунке:

¹²Более корректно называть данную область - областью или регионом Френеля, чтобы не путать с зонами Френеля, рассматриваемыми ниже.

¹³И, таким образом, существенно подвержены эффектам диффракции и интерференции, аналогичных случаю оптических волн.

¹⁴К сожалению, причины столь интересного эффекта находятся далеко за пределами материала рассматриваемого курса лекций. Для получения более подробной информации читателю требуется обратиться за специализированной литературой по АФУ и распространению радиоволн, например [] из списка литературы.

¹⁵ЭМ-электромагнитной



Рис. 5.5: Сферический фронт ЭМ-волны в дальней зоне распространения

5.2.2 Зоны Френеля как дополнительные условия к LOS

К сожалению, к выполнению условия LOS, кроме прямой видимости и необходимости работать в дальней зоне, налагается еще одно дополнительное условие - минимизация препятствий в так называемой первой зоне **Френеля радиотракта**.

Что же такое зона Френеля для используемого радиотракта? Дело в том, что при возникновении препятствий на пути фронта волны, он доходит до приемника с амплитудными и фазовыми искажениями, что существенно искажает форму ЭМ-сигнала и может уменьшить его мощность в случае прихода на приемную сторону сигналов в противофазе. Зоны Френеля как в оптике, так и в радиотехнике показывают влияние эффекта дифракции¹⁶ и представляют собой набор концентрических эллипсоидов, вытянутых вдоль пути распространения (рис. ниже).

¹⁶Эффект преломления фронта волны из-за наличия препятствия на пути распространения

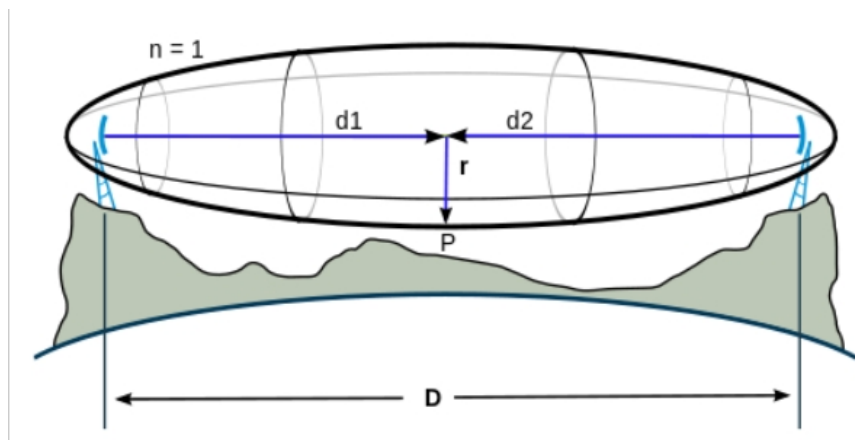


Рис. 5.6: Внешний вид зон Френеля вдоль пути распространения ЭМ-волн

Радиус n -й зоны Френеля на произвольном участке пути распространения определяется по следующей формуле:

$$F_n = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2}}, \quad (5.6)$$

где F_n - радиус n -й зоны Френеля (м.); d_1, d_2 - расстояния от обеих концов радиолинии.

Итак, последним условием соблюдения признака LOS является условие отсутствия препятствий в 60% от первой зоны Френеля (данный объем называется также минимальной зоной Френеля с условием максимизации ее радиуса посередине тракта:

$$r_{f1} = 8.657 \sqrt{\frac{D}{f}}, \quad (5.7)$$

где $2 \cdot D$ - длина радиотракта, км; f - частота, ГГц.

Лекция 6

Механизмы и модели распространения радиоволн

Очень часто в реальных условиях, например, при работе АССиПД в условиях городской местности, не выполняется одно или несколько из условий распространения радиоволн в свободном пространстве (LOS). В этом случае для оценки мощности на приемной стороне и условий распространения рассматриваются модели и механизмы распространения радиоволн вне условий прямой видимости - модели и механизмы NLOS¹.

6.1 Основные механизмы распространения радиоволн в NLOS

При распространении радиоволн СВЧ², в основном использующихся на сегодняшний день в гражданских АССиПД следует отметить четыре основных механизма распространения в среде с препятствиями: отражение, дифракцию, рассеивание и поглощение.

6.1.1 Отражение радиоволн

Отражение радиоволн от объектов происходит, когда на пути распространения волны находится объект, чьи физические размеры значительно выше длины волны. Радиоволны могут отражаться от скал, зданий, больших стеклянных окон, стен и т.д. Так, отражение является основ-

¹NLOS - non-line of sight - вне зоны прямой видимости

²В общем виде под волнами СВЧ (сверхвысоких частот) понимаются радиоволны с частотой не ниже 100 МГц и вплоть до оптического диапазона (сотни ГГц).

ной причиной так называемого эффекта многолучевого распространения³ в современных АССиПД. Именно практически из-за полного отсутствия эффектов отражения ДВ и КВ-волны⁴ передаются на огромные расстояния и могут быть приняты даже на противоположной стороне земного шара⁵. Пример эффекта отражения приведен на рис. ниже.

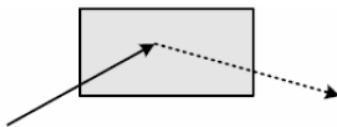


Рис. 6.1: Отражение радиоволн от объектов на пути распространения

6.1.2 Дифракция радиоволн

Механизм *дифракции радиоволн*, также как и отражения, схож с одноименным оптическим механизмом распространения. Дифракция радиоволны - это изменение направления распространения волны, происходящее в случае попадания электромагнитной волны на кромку объекта, например, кромку крыши здания. Однако, в отличие от оптических волн, для случая СВЧ-сигналов дифракция меняет не только направление распространения, но и амплитуду, фазу и поляризацию волны в точке дифракции.

Необходимо заметить, что при очень высоких частотах сигналов (десятки ГГц) эффект дифракции начинает встречаться все реже - данное обстоятельство объясняется тем, что электромагнитная волна на таких частотах начинает вести себя скорее как поток частиц, а не как волна. Именно механизм дифракции позволяет принимать сигналы не в пределах прямой видимости (в т.н. *зоне полутени*⁶); более того, в ряде случаев, вызывает перераспределение энергии волны и может привести к некоторому усилению радиосигнала за препятствием.

³Когда сигнал приходит на оконечное устройство не одной волной, а несколькими, с различных направлений и с различными временными задержками.

⁴Длинные волны (0,3-3 МГц); короткие волны - (3-30 МГц).

⁵Данные типы волн также называются поверхностными благодаря способности огибать особенности рельефа.

⁶Зона тени - зона приема существенно ослабленного радиосигнала или отсутствия приема сигнала. Зона радиотени - зона, находящаяся за препятствием и прием в которой возможен вследствие основных механизмов распространения радиоволн по траекториям NLOS.

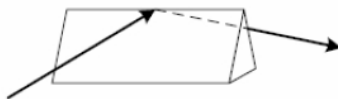


Рис. 6.2: Дифракция радиоволн на кромках объектов

Чем выше частота волны, тем хуже прием в области радиотени.

6.1.3 Эффект рассеивания

Рассеивание радиоволн происходит в том случае, когда в среде распространения электромагнитной волны находится много мелких (по сравнению с длиной волны) элементарных объектов - «пылинок». Таким образом, эффект рассеивания, в основном, происходит в иррегулярных структурах, находящихся на пути распространения волны - облаках, листве деревьев; вносят свой вклад в рассеивание электромагнитных волн фонарные столбы и дорожные знаки⁷

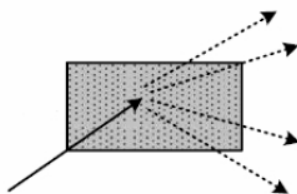


Рис. 6.3: Эффект электромагнитного рассеивания на иррегулярных структурах

Электромагнитное рассеивание - один из наиболее пагубных механизмов распространения радиоволн в NLOS.

6.1.4 Механизм поглощения радиоволн

При попадании радиоволн внутрь слабоструктурированного объекта, происходит поглощение радиоволн, связанных с хаотичным распространением и взаимной компенсацией отдельных участков ЭМ-волны при распространении внутри данного объекта.

Одним из наиболее показательных примеров является поглощение радиоволн рассеянными в воздухе частицами воды (водной взвесью). Пример характеристик поглощения радиоволны водной взвесью в зависимости от частоты сигналы приведены на следующем рисунке.

⁷ Данный эффект связан с слишком малым размером поперечного сечения данных объектов для обеспечения эффекта отражения и отсутствием углов для срабатывания эффекта дифракции.

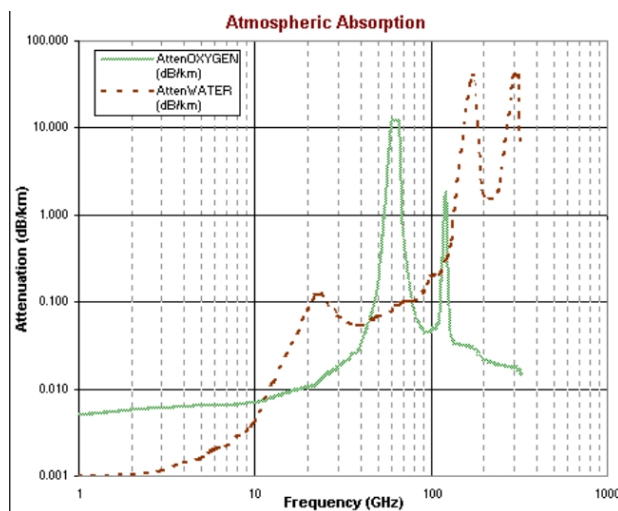


Рис. 6.4: Эффект поглощения радиоволн водной взвесью

6.2 Модели распространения радиоволн в NLOS

Совокупность действия основных механизмов распространения радиоволн в условиях NLOS приводит к тому, что мощность принимаемого абонентским устройством сигнала является сложным вероятностным процессом, зависящим от множества параметров. В свою очередь, для построения систем АССиПД требуется достаточно точный расчет дальности радиосвязи, планирование радиосети и определение реальных характеристик принимаемого сигнала. В результате, в современных АССиПД реальный расчет распределения электромагнитного поля в NLOS осуществляется на базе двух принципиально отличающихся классов моделей - крупного масштаба⁸ и малого масштаба⁹. Общая классификация моделей распространения приведена на следующем рисунке.

⁸ Англ. - large scale model.

⁹ Англ. - little scale model.



Рис. 6.5: Классификация типовых моделей распространения радиоволн

6.2.1 Основные положения расчета дальности связи

В качестве основы для аналитических расчетов дальности радиосвязи используются основные документы МККР¹⁰ «Рекомендация 370» и «Отчет 239», а также разработанная на их основе «Методика определения ожидаемой дальности УКВ-радиосвязи с подвижными объектами», предназначенная изначально для расчета систем связи с аналоговыми сигналами. В основе данной методики лежат следующие положения:

- Величину зоны радиосвязи системы связи с подвижными объектами рассчитывают, исходя из минимального соотношения сигнал-шум на выходе приемника, при которой обеспечивается заданная *разборчивость речи* (для систем с цифровыми сигналами данное понятие заменяется на *уверенность приема*¹¹).
- Все расчеты по «Методике» имеют вероятностный характер; при этом для общих задач частотно-территориального планирования¹²

¹⁰Международный консультативный комитет по радиосвязи; англ. - ITU-R - International Telecommunication Union-Radio.

¹¹Уверенность приема **На уровне в К%** означает, что с вероятностью, не ниже К% (на протяжении не менее К% времени) обеспечивается устойчивый прием сигнала (мощность сигнала на приемной стороне выше чувствительности приемника для заданных условий связи).

¹²Расчета основной зоны покрытия и распределения кластеров и отдельных базовых стан-

используются рассмотренные далее **модели распространения**; при проектировании пикосотовых сетей и определения покрытия отдельного объекта - **модели замирания**¹³ совместно с моделями распространения.

В моделях распространения рассматривается влияние на электромагнитное поле макроэффектов, обусловленных препятствиями большого размера (по сравнению с длиной волны). Согласно данному типу моделей, ЭМ поле в крупном масштабе остается таким же, как и в свободном пространстве, а именно *стационарным, монотонным и гладким*. *Стационарность* означает неизменность структуры поля во времени; *монотонность* - непрерывное убывание величины поля с увеличением расстояния от приемника до передатчика; *гладкость* - соответствие малых изменений расстояния малым изменениям напряженности поля.

Все модели распространения формулируются исходя из **достижения уверенности приема на уровне в 50%**, т.е. *определяют математическое ожидание уровня мощности сигнала на заданном состоянии*.

6.2.2 Модель Ли

Одна из наиболее простых моделей распространения крупного масштаба была предложена Вильямом Ли¹⁴. Указанная модель позволяет с минимальным количеством вычислений определить среднее значение мощности, измеренной на расстоянии d от передающей станции согласно следующей формуле:

$$P_{rec}(d) = P_0 \left(\frac{d}{d_0} \right)^{-\gamma} \left(\frac{f}{f_0} \right)^{-n} F_0 \quad (6.1)$$

или в логарифмическом представлении:

$$P_{rec}(d)_{dB} = P_{0,dB} - \gamma \lg \left(\frac{d}{d_0} \right) - n \lg \left(\frac{f}{f_0} \right) + F_{0,dB}; F_0 = \prod_{i=1}^5 F_i, \quad (6.2)$$

где P_0 - эталонная медианная мощность, измеренная на погонном расстоянии $d_0 = 1$ км; F_0 - поправочный коэффициент, вычисляемый на основе

ций.

¹³ Детально рассматриваются в следующей лекции.

¹⁴ Наиболее адекватна для диапазона частот 10-2000 МГц.

компонентных множителей. Рассмотрим структуру вычисления данных множителей:

$$F_1 = \frac{h_{BS,eff}^2}{30,48}; F_2 = \frac{h_{MS}^\mu}{3}; F_3 = \frac{P_T}{10}; F_4 = \frac{G_T}{4}; F_5 = \frac{G_R}{4}, \quad (6.3)$$

где $h_{BS,eff}$ - эффективная высота антенны базовой станции, м.; μ - показатель степени: при высоте антенны абонентской станции менее 3 м принимается $\mu = 1$, при высоте более 10 м - $\mu = 2$; P_T - мощность сигнала, излучаемого передатчиком базовой станции, Вт; G_T, G_R - коэффициенты усиления антенн соответственно базовой и подвижной станции относительно т.н. полуволнового вибратора¹⁵.

Параметры P_0 и γ , полученные для различных типов окружающей среды, приведены в следующей таблице:

Тип среды	P_0	γ , дБ на декаду
Свободное пространство	-41	20,0
Сельская местность, редкая застройка	-40	43,5
Пригород, небольшой город	-54	38,4
Филадельфия	-62,5	36,8
Нью-Йорк	-55	43,1
Токио	-78	30,5

Рис. 6.6: Значения P_0 и γ для различных типов окружающей среды

Медианные потери мощности в зависимости от частоты определяются коэффициентом $\frac{f}{f_0}^{-n}$ и его показателем степени n . Для частот от 30 МГц до 2 ГГц и расстояний между подвижной и базовой станциями от 2 до 30 км значение n лежит в диапазоне от 2 до 3. Величина n также зависит от топографических особенностей местности. Для пригородных и сельских районов рекомендуется выбирать $n = 2$ при частотах ниже 450 МГц и $n = 3$ при частотах выше 450 МГц. При этом на пересеченной местности эффективная высота антенны может сильно отличаться от ее физической высоты. На следующем рисунке приведен пример определения эффективной высоты антенны.

¹⁵ Антенны, выполненной в виде прямолинейного отрезка проводника длиной в половину длины волны.

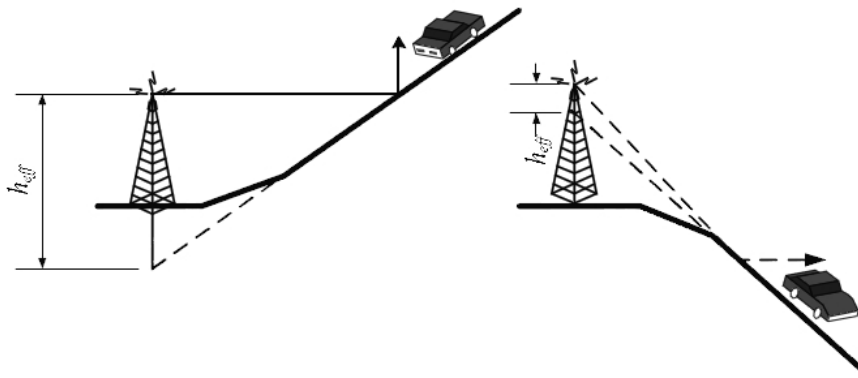


Рис. 6.7: Определение эфф. высоты базовой станции в холмистой местности

Остальные параметры формул 6.3 описаны (с примерами значений) в следующей таблице:

Несущая частота f_c , МГц	900
Высота антенны базовой станции $h_{BS,eff}$, м.	30
Мощность передаваемого сигнала P_T , Вт	10
Коэффициент усиления антенны базовой станции относительно полуволнового вибратора G_T , дБ	6
Высота антенны подвижной станции h_{MS} , м.	3
Коэффициент усиления антенны подвижной станции относительно полуволнового вибратора G_R , дБ	0

6.2.3 Модель Окамуры-Хата

В основе модели Окамуры также лежит достаточно большое количество измерений. Многочисленные измерения в частотном диапазоне от 150 до 1920 МГц проводились в Токио.

Улучшенная модель Окамуры - модель Окамуры-Хата для диапазона 150-1,5 ГГц возникла в результате адаптации эмпирических формул к графикам, составленным Окамурой и его соавторами. Несмотря на то, что модель Окамуры-Хата обладает некоторыми недостатками¹⁶, она считается наилучшей моделью для разработки сотовых и других систем наземной подвижной связи¹⁷. В логарифмической форме модель Окамуры-Хата за-

¹⁶Например, относительно медленной реакцией на изменение типа местности, в связи с чем является не очень эффективной для сельской местности.

¹⁷Модель Окамуры-Хата была расширена для диапазона 1,5-2 ГГц Могенсеном, в связи с необходимостью корректного расчета для систем сотовой связи в диапазоне 1800 и 1900 МГц. Указанная модель имеет название COST#231-Хата и применяется для ЧТП в указанных сотовых системах связи, но не подходит для расстояний между БС и АС менее 1 км, а также

писывается в следующем виде:

$$L = -K_1 - K_2 \lg f + 13,82 \lg h_{BS} + a(h_{MS}) - (44,9 - 6,55 \lg h_{BS}) \lg(d) - K_0, \quad (6.4)$$

где L - совокупный коэффициент затухания (дБ) на заданном расстоянии; f - несущая частота (МГц); h_{BS} - высота подвеса антенны базовой станции (м.); h_{MS} - высота подвеса антенны мобильной (абонентской) станции (м.); d - расстояние между передатчиком и приемником (в км). Пределы параметров, для которой данная модель является адекватной:

$$1 \quad 30 \text{ м} \leq h_{BS} \leq 100 \text{ м.}$$

$$2 \quad 1 \text{ м} \leq h_{MS} \leq 10 \text{ м.}$$

$$3 \quad 1 \text{ км} \leq d \leq 20 \text{ км.}$$

Коэффициенты $a(h_{MS})$ и K_0 используются при распространении радиоволн в городской и плотной городской застройке. Коэффициенты K_1 и K_2 используются для учета частотных диапазонов. Соответственно,

$$a(h_{MS}) = \begin{cases} [1,1 \lg(f) - 0,7] h_{MS} - [1,56 \lg(f) - 0,8] & \text{для городской застройки} \\ 3,2[\lg(11,75 h_{MS})]^2 - 4,97 & \text{для плотной городской застройки;} \end{cases} \quad (6.5)$$

$K_0 = 0$ дБ для городской и $K_0 = 3$ дБ для плотной городской застройки;

$$\text{при } 150 \text{ МГц} \leq f \leq 1000 \text{ МГц } K_1 = 69,55; K_2 = 26,16 \text{ дБ};$$

$$\text{при } 1500 \text{ МГц} \leq f \leq 2000 \text{ МГц } K_1 = 46,3; K_2 = 33,9 \text{ дБ.}$$

Для наглядного сравнения трех рассмотренных выше моделей распространения на следующем рисунке приведены потери на трассе в зависимости от расстояния. Высота антенны базовой станции, используемая при расчете, принималась равной 30 м.; высота антенны абонентского устройства - 1,5 м.; несущая частота - 881,5 МГц; тип застройки - городской.

в «уличных каньонах» - улицах с высокими строениями.

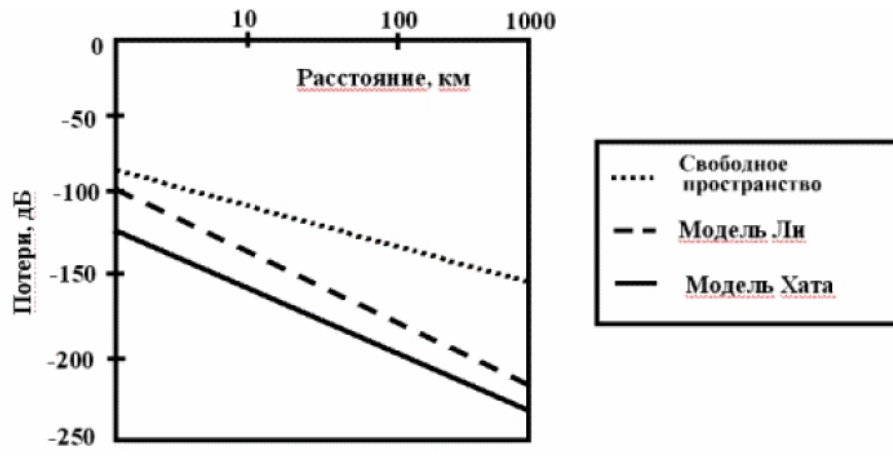


Рис. 6.8: Рассчитанные потери в моделях свободного распространения, Ли и Хата

Лекция 7

Модели замираний и сопутствующие эффекты

7.1 Модели замираний

Модели замираний¹ используются для уточнения и дополнения результатов моделей распространения. Действительно, нахождение мат. ожидания мощности сигнала (для обеспечения уверенности приема в 50%) чаще всего бывает недостаточным²

Все физические процессы, вызывающие флуктуации мощности сигнала, приводящие в радиотехнике называются **замираниями**.

7.1.1 Медленные замирания

Физические процессы, вызывающие медленно изменяющиеся с расстоянием флуктуации напряженности поля называются **медленными замираниями**³ сигнала на антенне приемника. Практически глубина медленных замираний, зависящая от значения дисперсии случайного распределения напряженности поля (и, соответственно, мощности сигнала на приемной стороне), определяет процент территории, на которой гарантируется величина сигнала, обеспечивающая нормальную работу абонентской станции (АС).

¹Синоним - модели затуханий.

²Наиболее часто используются значения уверенности приема в 0,03%, 2%, 32%, 50%, 68%, 98% и 99,7%. Данные значения выбираются исходя из отклонения от мат. ожидания в лево и право соответственно на значения, соответствующие трем, двум и одному значиям СКО мощности сигнала (трем, двум и одному *сигма*).

³Англ. - slow fading. В литературе используются также синонимичные выражения - shadow fading (тенивое затухание) и log-normal fading (логонормальное затухание).

В свою очередь, **быстрыми замираниями** называются быстрые значительные изменения уровня мощности сигнала из-за воздействия на него эффектов отражения, дифракции, рассеивания и эффекта Доплера. Так, на протяжении нескольких метров из-за быстрых замираний уровень сигнала может варьироваться в динамическом диапазоне 30 дБ; на интервале в $\frac{\lambda}{2}$ - 20 дБ⁴. Другими словами - быстрые замирания - это процесс существенного изменения импульсной характеристики⁵ канала за время длительности канального символа, т.е. когда **время когерентности**⁶ канала существенно меньше длительности канального символа.

Любые типы замираний называются **плоскими**⁷, если амплитудные и частотные зависимости в канале связи остаются неизменными для всей полосы частот передаваемого сигнала (т.е. если **полоса когерентности**⁸ канала больше полосы частот передаваемого по каналу сигнала); в противном случае замирания называются **частотно-селективными**. Взаимоотношения рассмотренных типов замираний и их сочетание с моделями распространения приведены ниже

⁴Замирания с такой высокой амплитудой также называются *глубокими* - deep fading (англ.).

⁵Как упоминалось в 4-й лекции курса, импульсная переходная функция (импульсная характеристика) системы - выходной сигнал динамической системы как реакция на входной сигнал в виде дельта-функции Дирака.

⁶Время когерентности - интервал времени, на протяжении которого характеристики канала связи остаются приблизительно неизменными.

⁷Англ. - flat fading.

⁸Полоса когерентности - полоса частот, на протяжении которой характеристики канала связи остаются приблизительно неизменными.

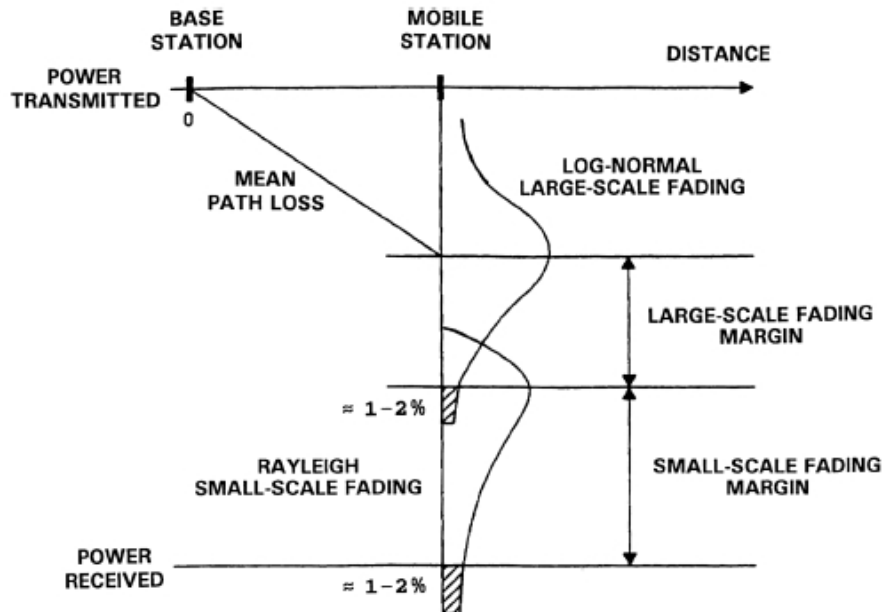


Рис. 7.1: Взаимоотношения типов замираний и моделей распространения

7.1.2 Логонормальная модель затуханий

Как уже говорилось выше, медленные замирания являются результатом эффекта радиозатенения от зданий, гор, холмов и прочих объектов. В рамках анализа данного эффекта модель принимаемой мощности сигнала имеет так называемое логонормальное распределение, т.е. гауссовое распределение в логарифмическом масштабе:

$$\omega(U) = \frac{4.343}{U\sigma_U\sqrt{2\pi}} \exp \left[-\frac{(10 \lg U - \overline{10 \lg U})^2}{2\sigma_U^2} \right], \quad (7.1)$$

где U - уровень мощности сигнала на приемной стороне, Вт, σ_U - СКО величины $10 \lg U$, $\overline{10 \lg U}$ - ее мат. ожидание.

Зная распределение в логарифмическом масштабе, особенно СКО σ (для случайной величины $10 \lg U$ $\sigma = 0.5 \dots 3.5$ dB; $m = -1 \dots -10$ dB), можно рассчитать вероятность того, что уровень принимаемого в заданной точке сигнала превышает определенный порог.

7.1.3 Рэлеевская модель затуханий

В случае плотной городской застройки сигнал приходит на приемную сторону в виде множества практически равноценных переотраженных от объектов копий, в результате чего к статистическому процессу,

представляющему собой мощность группового сигнала становится возможным применить т.н. центральную предельную теорему (ЦПТ). Согласно ЦПТ сумма равноценных по вносу случайных величин подчиняется гауссовому распределению; в случае же, когда в канале связи не наблюдается луча с малым затуханием (луча прямого распространения), мат. ожидание данной случайной величины равно 0. Данное допущение справедливо для плотной городской застройки.

Рассмотрим не мгновенное значение, а огибающую мощности сигнала. Пусть данное мгновенное значение r представляет собой случайную величину; тогда при заданных допущениях плотность распределения вероятности данной огибающей определяется по формуле Рэлея:

$$\omega_{rayleigh}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot e\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), \quad (7.2)$$

где σ - СКО значения мощности принятого сигнала (для большинства случаев принимается равным 5.57 дБ). На следующем рисунке показан пример огибающей сигнала в реальном канале связи на промежутке времени в 1 с.

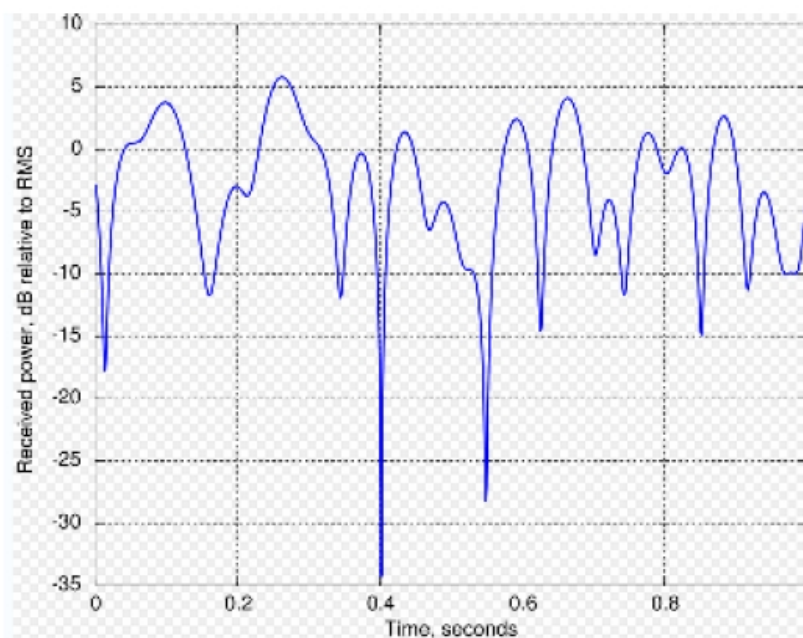


Рис. 7.2: Огибающая сигнала в канале связи с Рэлеевскими замираниями

7.1.4 Райсовая модель затуханий

При условии наличия мощной компоненты сигнала, либо линии прямой видимости плотность распределения огибающей сигнала изменяется уже не по закону Рэлея, а по закону Райса:

$$\omega_{rician}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot e^{\left(-\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2}\right)} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right), \quad (7.3)$$

где A - пиковое значение огибающей доминирующей компоненты сигнала; I_0 - модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

7.1.5 Модели замирания Накагами- m

Модель затухания Накагами является обобщенной моделью замираний, которая может быть использована для полной характеристики замираний сигнала в реальном канале связи. Наиболее важным применением модели замираний Накагами является возможность ее параметрической оптимизации под обстановку любого типа замираний в канале связи. Так, при степени $m = 0.5$ распределение Накагами эквивалентно одностороннему гауссовому распределению; при $m = 1$ - рэлеевскому; при $1 < m < 3$ - райсовому и т.д.

Вероятностное распределение Накагами- m для огибающей сигнала r может быть определено по следующей формуле:

$$\omega_{Nakagami-m}(r) = \frac{2r^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-\frac{r^2}{\Omega}}, \quad (7.4)$$

где $\Gamma(m)$ - гамма-функция; $\Omega = \frac{\overline{r^2}}{m}$, $\overline{r^2}$ - средняя принятая мощность сигнала.

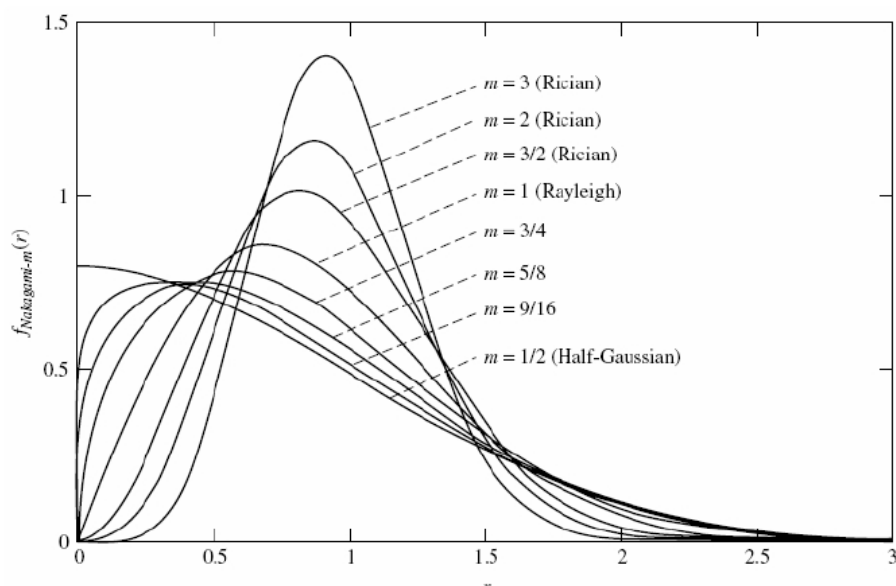


Рис. 7.3: Различные замирания, аппроксимированные моделью Накагами- m

7.2 Прочие эффекты распространения

Кроме указанных эффектов распространения радиоволн в условиях LOS и NLOS существует ряд важных эффектов, оказывающих принципиальное воздействие на функционирование АССиПД. Рассмотрим далее более подробно два из них - эффект Доплера и эффект многолучевого распространения.

7.2.1 Эффект Доплера

Еще одним важным эффектом, влияющим на распространение радиоволн и, в частности, эффективность их приема абонентской станцией, является т.н. **Эффект Доплера**. Эффектом Доплера называется изменение (т.н. *уход*) частоты и длины волны⁹, регистрируемых приемником, вызванное движением источника и приемника волн друг относительно друга с существенной скоростью. При этом, в случае рассмотрения распространения электромагнитных волн (или других безмассовых частиц) в вакууме рассматривается т.н. релятивистский эффект Доплера, уравнение которого выводится из уравнений специальной теории относи-

⁹Произвольных типов волн - звуковых, световых, электромагнитных и пр.

тельности:

$$\omega = \omega_0 \cdot \frac{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}{1 + \frac{v}{c} \cdot \cos(\theta)}, \quad (7.5)$$

где c - скорость света, v - относительная скорость приемника относительно источника; θ - угол между направлением на источник и вектором скорости в системе отсчета приемника. Если источник радиально удаляется от наблюдателя, то $\theta = 0$, если приближается - $\theta = \pi$.

Для достаточно высоких частот Доплеровское изменение частоты вычисляется по упрощенной формуле:

$$f_d = \frac{v_{vehicle}}{\lambda}. \quad (7.6)$$

Согласно данной формуле для частоты сигнала в 2,4 ГГц (длина волны - 0,125 м.) и скорости транспортного средства, движущегося со скоростью в 100 км\ч (28 м\с) Доплеровский сдвиг будет равен $\frac{28}{0.125} = 224$ Гц.

Эффект Доплера нашел широкое применение в практических отраслях человеческой деятельности – ярким примером является Доплеровский радар, измеряющий изменение частоты сигнала, отраженного от объекта; по данному изменению частоты вычисляется радиальная составляющая скорости объекта (проекция скорости на прямую, проходящая через объект и радар).

7.2.2 Многолучевое распространение

В АССиПД многолучевым распространением называется эффект прихода сигнала на приемник с различных траекторий с различными коэффициентами усиления и различными временными задержками. Эффект многолучевого распространения возникает из-за переотражений от воды, стен зданий, эффекта атмосферного волновода¹⁰, отражения радиоволн от ионосферы. Именно сильное проявление эффекта многолучевого распространения приводит к глубоким замираниям по закону Рэля и Райса, рассмотренным выше.

Для компенсации эффекта многолучевого распространения часто используют достаточно интересный вид приемников - РАКЕ¹¹-приемники,

¹⁰Атмосферный волновод - слой воздуха, непосредственно примыкающий к поверхности Земли или приподнятый над ней, который отклоняет распространяющиеся в нем радиоволны к поверхности Земли.

¹¹Rake-гребешок.

объединяющие в одну волну компоненты группового сигнала, пришедшие с различной задержкой. Данное название приемник получил благодаря визуальному сходству процесса объединения с гребнем, «причесывающим» групповой сигнал, пришедший на принимающую станцию АС-СиПД.

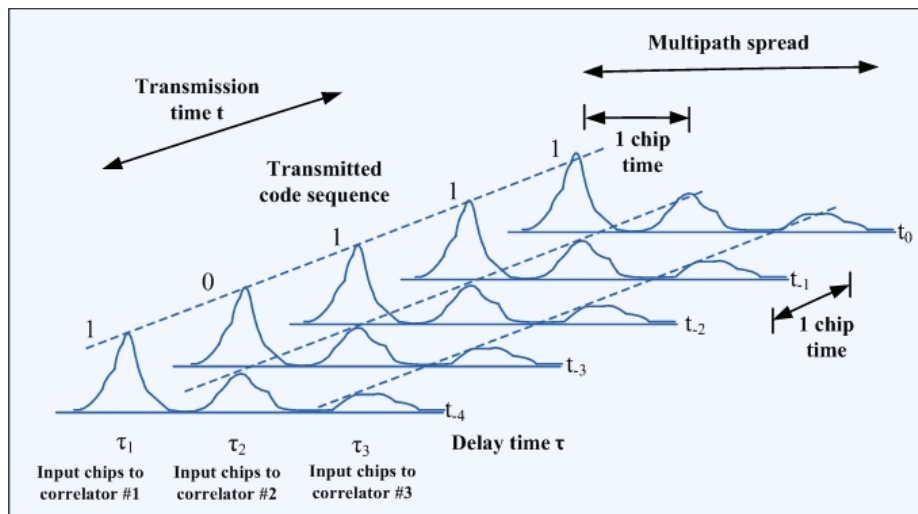


Рис. 7.4: Процесс объединения группового сигнала RAKE-приемником

Тема III

Планирование систем связи и основы телетраффика

Лекция 8

Основы частотно-территориального планирования

8.1 Основы ЧТП в АССиПД

Одной из основных задач при проектировании АССиПД является задача частотно-территориального планирования (ЧТП), решением которой является структура сети для обеспечения максимально возможной телекоммуникационной нагрузки (телетрафика). Указанная задача состоит из двух подзадач:

- Обеспечение требуемой площади покрытия системы.
- Качественное обслуживание возможно большего количества абонентов.

В рамках представленного курса лекций решение задачи ЧТП показывается на примере систем связи сотовой структуры¹. Для указанного типа АССиПД границы каждой соты определяются электромагнитным взаимодействием между базовой станцией (БС) и группой абонентских станций (АС), интенсивность и характеристики которого должны быть достаточны для обеспечения заданной уверенности приема на обеих сторонах приема-передающего тракта - как в восходящем² (от АС до БС), так и нисходящем³ (от БС до АС).

¹См. лекцию 1.

²Восходящий канал связи также называется обратным. В англ. терминологии - uplink или return channel. Обратный канал практически всегда характеризуется меньшей производительностью.

³Нисходящий канал связи также называется прямым. В англ. терминологии - downlink или forward channel. Прямой канал практически всегда характеризуется большей производительностью.

При выполнении данного условия решение задачи обеспечения качественного обслуживания обеспечивается путем выделения достаточного количества абонентских каналов связи (а также возможностью их быстрой замены при снижении надежности связи в процессе движения АС). Корректный разнос частот (и общее распределение ресурса) для АССиПД сотовой структуры осуществляется посредством повторного использования частот в соседних кластерах - группах сот с непересекающимся набором частот.

8.1.1 Типы формирования зон обслуживания

Для разделения обслуживаемой территории по зонам обслуживания базовых станций возможно использовать практически произвольные графические примитивы.

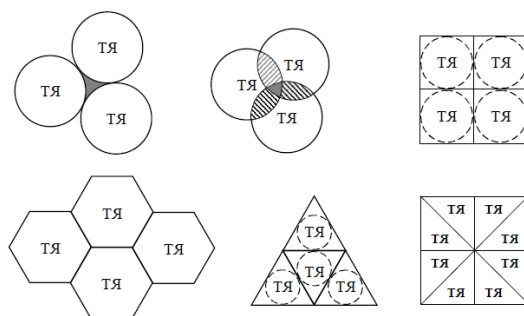


Рис. 8.1: Способы формирования телекоммуникационных ячеек

Вместе с тем, наиболее подходящей фигурой для планирования является правильный шестиугольник (гексагон), позволяющий обеспечить доступ практически ко всем участкам ограниченной зоны обслуживания при помощи антенн с круговой направленностью. При использовании гексагонов при ЧТП топология системы связи напоминает пчелиные соты, откуда и взялось название рассматриваемых АССиПД - *отовых* систем связи.

Как уже говорилось ранее, группа сот с неповторяющимся набором частот называется *кластером*. Размерность кластера может варьироваться от 3 до 19.

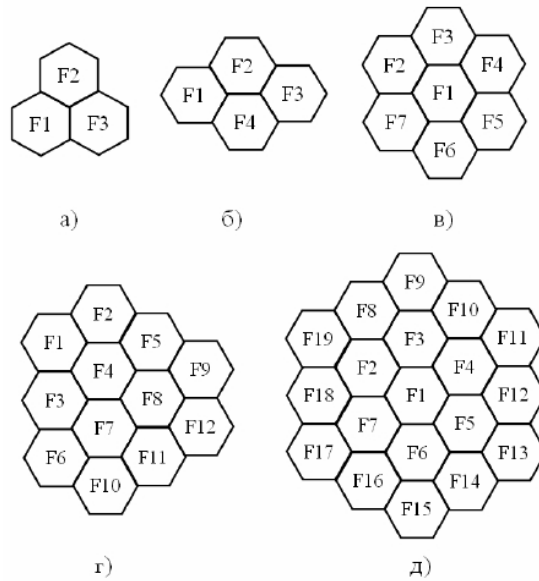


Рис. 8.2: Примеры кластеров размерностей 3,4,7,12,19

В общем случае, расстояние Δ между центрами ячеек соседних кластеров, в которых используются одинаковые полосы частот, связано с размерностью кластера следующим соотношением:

$$\Delta = r\sqrt{3N}; Q = \frac{\Delta}{r} = \sqrt{3N}, \quad (8.1)$$

где r - радиус ячейки⁴; Q - т.н. коэффициент уменьшения *соканальных* (или внутрисистемных) помех⁵. Табулированные значения коэффициента Q в зависимости от числа элементов (сот) в кластере N_c (для регулярных структур кластеров) представлен в таблице ниже:

Количество сот в кластере	3	4	7	12	19
Коэффициент уменьшения соканальных помех	3,00	3,46	4,58	6,00	7,55

Рис. 8.3: Коэффициенты уменьшения соканальных помех

При проектировании коэффициент Q должен удовлетворять следующему условию:

$$(q - 1)^\gamma \leq SNR_{ISI}, \quad (8.2)$$

⁴Радиус окружности, описанной вокруг правильного шестиугольника.

⁵Англ. - co-channel interference, также называется *коэффициентом соканального повторения*.

где γ - коэффициент многолучевого распространения⁶; SNR_{ISI} - минимальное соотношение сигнал-шум между полезным сигналом и соканальными помехами⁷.

8.1.2 Определение площади зоны покрытия

Исходя из выбранной геометрической формы - правильного шестиугольника - площадь одной гексагональной соты радиуса r равна:

$$S_r = \frac{3}{2}\sqrt{3}r^2. \quad (8.3)$$

Кластеры могут быть аппроксимированы большими шестиугольниками (пример показан на рис. ниже).

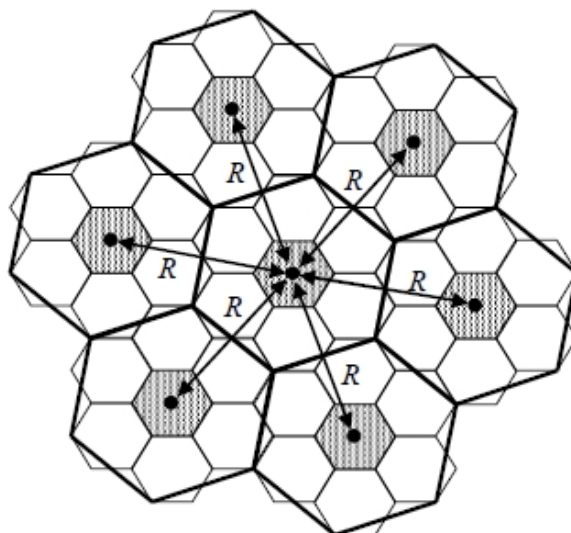


Рис. 8.4: Аппроксимация кластеров большими шестиугольниками

При этом площадь кластера приблизительно равна при этой аппроксимации:

$$S_{cluster} = \frac{3R^2}{2\sqrt{3}}; R = \sqrt{3}r\sqrt{i^2 + ij + j^2}, \quad (8.4)$$

где i и j - координаты центра рассматриваемого шестиугольника, описывающего кластер (выражены в количестве сот от левого нижнего края).

⁶См. в модели свободного распространения.

⁷Для реальных систем связи колеблется от 10 до 30 дБ.

8.1.3 Использование секторного покрытия

Эффективным способом снижения уровня внутрисистемных помех, повышения повторного использования частот и абонентской емкости системы является использование направленных антенн с секторными диаграммами направленности (от 30° до 120°). В случае с такими антеннами излучение полезного сигнала происходит лишь в указанном секторе; наиболее распространен в реальном ЧТП способ использования 3-х секторных антенн с шириной сектора в 120° для каждой базовой станции и трех соседних БС с формированием девяти групп частот (на рис. ниже приведен данный вариант (а), а также вариант построения с 60° секторными антеннами (б)).

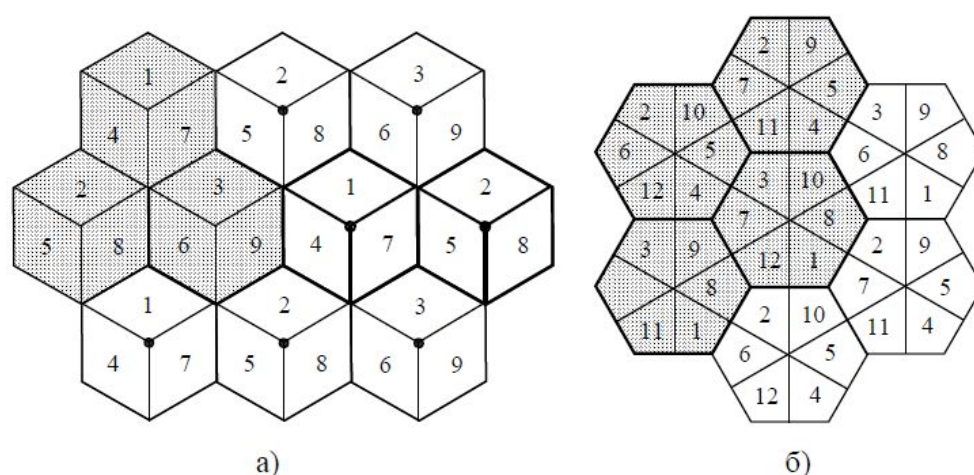


Рис. 8.5: Варианты секторного покрытия в ЧТП

8.2 Краткая процедура ЧТП

Итак, приведем краткий алгоритм расчета ЧТП:

- 1 Производится определение требуемой площади покрытия.
- 2 Из площади покрытия, рельефа, параметров АС и БС и других параметров моделей распространения и моделей замирания⁸ (уве-

⁸Задача ЧТП, решаемая в современных АССиПД является многопараметрической. Увеличение мощности передатчиков приводит не только к увеличению радиуса сот, но и к увеличению требований к размерам кластера; размерность кластера определяет необходимость использования большего набора частот и пр. При этом следует помнить, что максимально возможный радиус соты определяется мощностью передатчика АС, а не БС. Мощность

ренности приема, чувствительности приемников и пр.) определяется максимальный радиус соты.

- 3 Исходя из радиуса соты и заданного допустимого соотношения сигнал-шум для многоканальных определяется размерность кластера.
- 4 Исходя из размерности кластера, имеющегося радиочастотного ресурса (количества каналов), плотности абонентов на единицу площади и количества абонентов, одновременно обслуживаемых БС, определяется необходимость использования секторных антенн, либо уменьшения радиуса сот.
- 5 По местности строится карта ЧТП.

существующих коммерческих АС не превышает 1-10 мВт, что должно быть учтено при проектировании.

Лекция 9

Целевые показатели теории телетраффика

Теория телетраффика представляет собой применение теории массового обслуживания¹ к вопросам планирования и определения характеристик различных телекоммуникационных сетей и систем. С точки зрения теории телетраффика любая АССиПД обслуживает поток входящего траффика от абонентов и генерирует исходящий траффик к абонентам и\или для смежных систем.

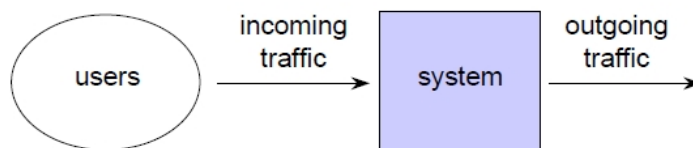


Рис. 9.1: Телекоммуникационная система с точки зрения теории телетраффика

9.1 Целевые показатели в теории телетраффика

Основной целью анализа любой АССиПД с точки зрения теории телетраффика является нахождение баланса между тремя целевыми показателями:

- *Качеством обслуживания - QoS*. Качество обслуживания в общем случае определяет достаточность возможностей системы связи для

¹Теория массового обслуживания (теория очередей) - раздел теории вероятностей, целью исследования которого является рациональный выбор структуры системы обслуживания и процесса обслуживания на основе изучения потоков требований на обслуживание, поступающих в систему и выходящие из нее, длительности ожидания и длины очередей.

обслуживаемого абонента.

- *Объем трафика | загрузка канала* - объем трафика, передаваемого по каналу связи \ процент загрузки имеющихся каналов связи².
- *Системной емкостью* - количеством одновременно обслуживаемых с заданным уровнем качества обслуживания абонентов.

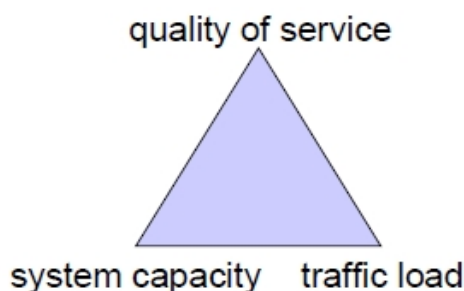


Рис. 9.2: Ключевые показатели теории телетрафика

Качественно зависимости между данными показателями можно продемонстрировать следующим образом:

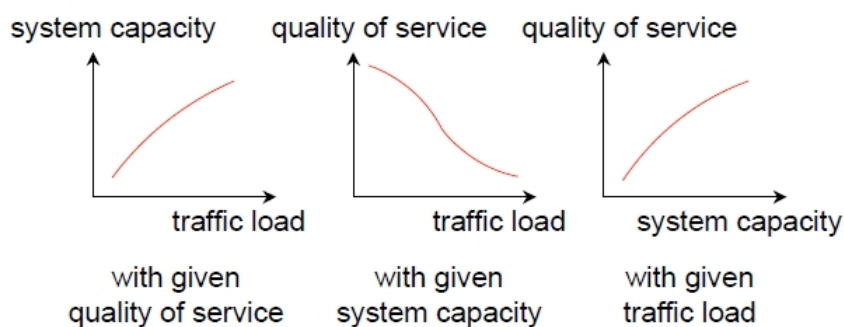


Рис. 9.3: Качественные взаимоотношения ключевых показателей

Методы и математические модели количественной оценки данных взаимоотношений и составляют собой предмет данной лекции.

9.1.1 Качество обслуживания - QoS

Для большинства АССиПД качество обслуживания определяется четырьмя параметрами:

²Данный параметр определяет требования к пропускной способности системы связи и, следовательно, ее технологическую сложность (сложность и целесообразность реализации).

- **Полоса пропускания** (Bandwidth), описывающая номинальную пропускную способность среды передачи информации, определяет ширину канала. Измеряется в бит\с.
- **Задержка при передаче пакета** (Delay), измеряется в мсек.
- **Колебание (дрожжание) задержки** при передаче пакетов (Jitter) - джиттер. Измеряется в мсек.
- **Процент потерь пакетов** (Packet loss). Определяет количество пакетов, потерянных в сети во время передачи.

Существует также и другое, «бытовое» понимание понятие *качество обслуживания*. В этом контексте QoS - это совокупная субъективная оценка абонентом сервисов, предоставляемых системой.

9.1.2 Системная емкость и загрузка канала

При рассмотрении АССиПД как *системы массового обслуживания*³, основными параметрами для оценки возможностей данной системы являются **параметры входящего потока вызовов**. При этом параметры потока вызовов определяются в терминах системной емкости и загрузки канала:

- Количество вызовов, поступающих в единицу времени λ - *интенсивность вызовов* или средняя частота поступления вызовов.
- Время обслуживания одного вызова T (*средняя продолжительность обслуживания вызова*).
- Средний трафик $A = \lambda \cdot T$ - *интенсивность трафика, интенсивность нагрузки, поток нагрузки*, Эрл. При этом 1 Эрл (эрланг⁴) соответствует непрерывному занятию одного канала (непрерывной работе одного абонента) на протяжении часа. Для корректного расчета в эрлангах величина T должна измеряться в часах.

В подавляющем большинстве случаев параметры нагрузки - λ, T, A обычно оценивают для *часа пик* - т.е. часового интервала в период наибольшей нагрузки системы связи.

³Системы, обслуживающей большое количество равноправных субъектов.

⁴В честь датского математика Агнера Краупа Эрланга, опубликовавшего в 1909 году работу «Теория вероятностей и телефонные разговоры».

9.2 Анализ АССиПД согласно теории телетраффика

9.2.1 Свойства входящего потока вызовов

Параметры входящего потока вызовов могут иметь как *дискретный*, так и *непрерывный* характер распределения. При этом характер распределения потока вызовов будет *дискретным*, если случайной величиной является количество вызовов λ . Соответственно, характер распределения потока обслуживания будет являться *непрерывным*, если случайной величиной является время обслуживания вызова T .

В том случае, если случайный процесс является дискретным, он характеризуется свойствами *стационарности*, *последствия* и *ординарности*.

- Дискретный поток вызовов является **стационарным**, если для любой группы из числа различных отрезков времени вероятность поступления Z вызовов на протяжении каждого из отрезков времени обслуживания t зависит только от значений Z и t и не изменяется при сдвиге всех временных отрезков на одну и ту же величину Δt , т.е. параметры потока не зависят от времени.
- **Отсутствие последствия** означает, что вероятность поступления Z вызовов в течение отрезка времени t не зависит от того, сколько раз и как поступали вызовы ранее (количества вызовов в различные отрезки времени взаимно независимы).
- **Ординарность** дискретного процесса вызовов является условием того, что вероятность поступления двух или нескольких вызовов за сколь угодно малый отрезок времени бесконечно мала, т.е. в один и тот же момент времени может начать реализовываться лишь один вызов. В противном случае поток вызовов называется **групповым**.

9.2.2 Простейший (пуассоновский) поток вызовов

В том случае, если входящий дискретный поток вызовов в АССиПД обладает свойствами стационарности, отсутствия последствия и ординарности, то он является **простейшим** или **пуассоновским**. Для такого

потока вероятность поступления Z вызовов за время t определяется следующим образом:

$$P(t, Z) = \frac{(\lambda t)^Z}{Z!} e^{-\lambda t}, \quad (9.1)$$

где λ - интенсивность потока вызовов (мат. ожидание числа вызовов за единицу времени t .)

Для пуассоновского потока вызовов выполняется условие равенства мат. ожидания μ и дисперсии σ процесса:

$$\mu = D_\mu = \lambda t. \quad (9.2)$$

На следующем рисунке приведены графики распределения Пуассона для трех типичных случаев:

- 1 $\lambda = 20$ вызовов-час; $T = 0,2$ ч. и $\lambda t = 4$ эрл.
- 2 $\lambda = 30$ вызовов-час; $T = 0,2$ ч. и $\lambda t = 6$ эрл.
- 3 $\lambda = 40$ вызовов-час; $T = 0,2$ ч. и $\lambda t = 8$ эрл.

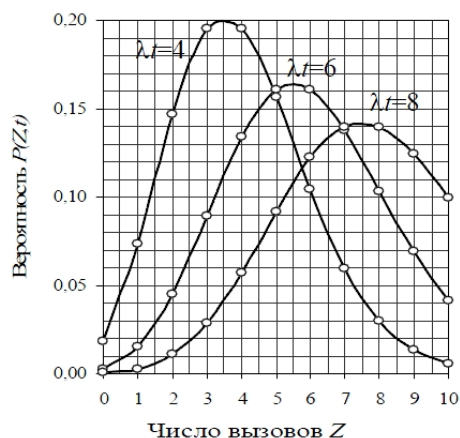


Рис. 9.4: Распределения Пуассона для различных типов траффика

Следующий вопрос, возникающий при анализе АССиПД - определение вероятностных характеристик продолжительности обслуживания вызовов. В рамках теории массового обслуживания для случая пуассоновского потока продолжительность обслуживания одного вызова τ (длительность одного канала связи) является непрерывной случайной величиной, описываемой экспоненциальным распределением:

$$W(\tau) = \frac{1}{T} e^{-\frac{\tau}{T}}, \tau \geq 0, \quad (9.3)$$

при этом мат. ожидание $M(\tau) = T$, $D(\tau) = T^2$, т.е среднее совпадает с продолжительностью обслуживания одного вызова. На следующем рисунке приведен график экспоненциального распределения продолжительности обслуживания для $T_1 = 0,1$ ч.; $T_2 = 0,2$ ч.; $T_3 = 0,3$ ч.

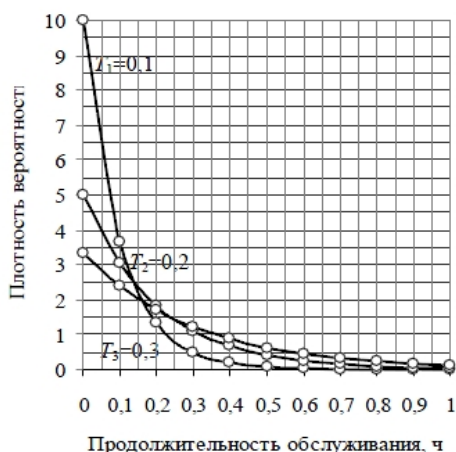


Рис. 9.5: Продолжительность обслуживания для различных типов трафика

Вероятность поступления Z вызовов $P(t, z)$ в течение промежутка времени t достигает наибольшего значения при $t = \frac{Z}{\lambda}$, где $Z = 0, 1, 2$ и т.д. Она может рассматриваться как вероятность одновременного занятия Z коммутационных ячеек (например, каналов базовой станции), через которые проходят вызовы с интенсивностью λ и средней продолжительностью каждого вызова t .

9.2.3 Потоки вызовов в системах АССиПД

Системы АССиПД являются системами с т.н. *симметричным потоком с простым последствием*. **Потоком вызовов с простым последствием** называется ординарный поток, для которого в любой момент времени T отсутствует условный параметр, зависящий только от состояния системы обслуживания обслуживания в момент T и от характеристик вызова. Такой поток не является стационарным. **Симметричным потоком вызовов** называется поток вызовов с простым последствием, зависящий только от числа вызовов Z , обслуживаемых в данный момент. В симметричном простейшем поток параметр λ пропорционален числу независимых и свободных на данный момент абонентов N .

Для данных допущений возможно сформировать интегральную характеристику АССиПД в рамках теории телетрафика - **уровень об-**

служивания, смысл которой и способы определения рассматриваются в следующей лекции.

Лекция 10

Уровень обслуживания. Модели Эрланга

10.1 Интегральная оценка АССиПД

Адекватная интегральная оценка АССиПД при заданных параметрах качества обслуживания и при известных технических и статистических характеристиках системы связи является необходимой при проектировании системы связи. Представим методы расчета данной оценки исходя из рассмотренных основ теории телетраффика.

10.1.1 Уровень обслуживания в системах АССиПД

Для общей характеристики системы связи в рамках теории телетраффика вводится понятие *уровень обслуживания* (GOS^1). GOS - это мера доступа к каналу в систем с концентрацией нагрузки в часы наибольшей нагрузки². Уровень обслуживания представляет собой качественную меру, используемую для определения вероятности получения доступа к каналу при известном количестве каналов в сотовой системе. Данный параметр является одним из основных параметров и критериев оценки при разработке АССиПД и проведении их ЧТП. Обычно GOS выражается в виде блокировки (отказа), т.е. вероятности того, что желающий установить соединение пользователь столкнется с отсутствием свободного канала, или что время ожидания свободного канала превысит установленный предел. В общем виде функция Эрланга (функция опре-

¹ GOS - англ. Grade of Service - уровень обслуживания.

²С максимальной загрузкой по траффику и-или количеству абонентов, смотря что является более критичным для функционирования рассматриваемой АССиПД.

деления GOS) выглядит следующим образом:

$$GOS = P(N) = \frac{(\lambda t)^N}{N!} P_0, \quad (10.1)$$

где $P(N)$ - вероятность отказа из-за того, что все каналы заняты; P_0 - вероятность того, что все каналы свободны.

10.1.2 Модели обслуживания для систем АССиПД

Для АССиПД традиционно применяются три модели систем сотовой связи - модели Эрланга А, В и С³. Во всех указанных моделях поток вызовов подчиняется распределению Пуассона, а продолжительность вызова - экспоненциальному распределению. Указанные модели отличаются типом обработки вызовов, поступивших в моменты времени, когда все каналы заняты.

- 1 **Модель Эрланга А** - система с ограничением времени ожидания и времени обслуживания - *система с очередностью обслуживания*. Вызовы при занятых каналах становятся в очередь и ждут освобождения канала ограниченное время. Данная модель используется при проектировании сотовых сетей связи.
- 2 **Модель Эрланга В** - *система с отказами*; вызовы при занятых каналах связи аннулируются. Данная модель используется при проектировании сотовых сетей связи.
- 3 **Модель Эрланга С** - *система с ожиданиями*; вызовы при занятых каналах становятся в очередь и ждут освобождения канала неопределенно долгое время. Данная модель используется при проектировании транкинговых сетей связи.

Все указанные модели починаются следующим дополнительным условием:

- Количество (размер множества) абонентов бесконечно велико.
- Интервалы между вызовами случайны.
- Длительность вызовов случайна.

³В практике проектирования АССиПД наиболее часто применяются модели В и С.

- Время установления соединения ничтожно мало.
- Вызов, поступивший первым в очередь, первым же ее и покидает.
- Ресурсы предоставляются в соответствии с порядком поступления запроса.

10.1.3 Модель Эрланга А - система с очередностью обслуживания

В системе, описываемой моделью Эрланга А вызов, поступивший в момент занятости всех каналов, становится в очередь, но при этом время ожидания не превышает среднего времени обслуживания. Если в течении этого времени хотя бы один канал АССиПД освобождается, находящийся первым в очереди вызов его занимает. С учетом указанной детализации, вероятность отказа в данной системе согласно общей формуле Эрланга:

$$GOS_A = P_A(Z, N, T) = \sum_{Z=N}^{\infty} \frac{A^Z}{Z!} e^{-A}, \quad (10.2)$$

где $A = \lambda T$ - средний траффик системы (эрл).

10.1.4 Модель Эрланга В - система с отказами

Система с отказами является наиболее распространенным типом АС-СиПД. Для систем такого рода формула Эрланга для определения вероятности отказа в обслуживании выглядит следующим образом:

$$GOS_B = P_B = \frac{A^N}{N! \cdot \sum_{Z=0}^N \left(\frac{A^Z}{Z!} \right)} = \frac{(\lambda T)^N}{N! \sum_{Z=0}^N \left(\frac{(\lambda T)^Z}{Z!} \right)}. \quad (10.3)$$

Данное выражение показывает, что отказы появляются, когда число одновременно поступающих вызовов Z превосходит количество каналов N . Из формулы 10.3 возможно вывести несколько следствий:

- 1 Вероятность того, что вызов будет блокирован:

$$P_B = \frac{\frac{A^N}{N!}}{\sum_{Z=0}^N \frac{A^Z}{Z!}}. \quad (10.4)$$

2 Вероятность того, что все каналы будут свободны:

$$GOS_{B_0} = P_{B_0} = \frac{1}{\sum_{Z=0}^N \left(\frac{A^Z}{Z!}\right)} = \frac{1}{\sum_{Z=0}^N \left(\frac{(\lambda T)^Z}{Z!}\right)}. \quad (10.5)$$

3 Вероятность того, что заняты будут K каналов:

$$GOS_{B_K} = P_{B_K} = \frac{P_{B_0} A^K}{K!} = \frac{P_{B_0} (\lambda T)^K}{K!}. \quad (10.6)$$

4 Среднее число занятых каналов:

$$\mu_B = P_{B_0} \sum_{Z=1}^N \frac{A^Z}{(Z-1)!} = P_{B_0} \sum_{Z=1}^N \frac{(\lambda T)^Z}{(Z-1)!}. \quad (10.7)$$

10.1.5 Модель Эрланга С - система с ожиданиями

Наконец, для системы с ожиданиями, формула Эрланга определяет вероятность задержки обслуживания (т.е. вероятность постановки в очередь):

$$GOS_C = P_C(Z, N, T) = \frac{\frac{A^N}{N!(N-A)}}{\sum_{Z=0}^{N-1} \left(\frac{A^Z}{Z!} + \frac{A^N}{N!(N-A)}\right)}. \quad (10.8)$$

Аналогично модели В выведем основные следствия данной формулы:

1 Вероятность того, что вызов будет удержан (поставлен в очередь):

$$P_q = \frac{A^N}{A^N + C! \left(1 - \frac{A}{C}\right) \sum_{Z=0}^{N-1} \frac{A^Z}{Z!}}. \quad (10.9)$$

2 Вероятность того, что все каналы будут свободны:

$$GOS_0 = P_0(Z, N, T) = \frac{1}{\sum_{Z=0}^{N-1} \left(\frac{A^Z}{Z!} + \frac{A^N}{N!(N-A)}\right)} \quad (10.10)$$

3 Вероятность того, что заняты будут K каналов:

$$GOS_K = P_K(Z, N, T) = \frac{P_{C0} A^K}{K!}. \quad (10.11)$$

4 Среднее число занятых каналов:

$$\mu_C = P_{C0} \sum_{Z=1}^N \frac{A^Z}{(Z-1)!}. \quad (10.12)$$

5 Вероятность того, что удержанный вызов будет находиться в очереди более, чем время T , составляет:

$$P_{t>T}^d = e^{-(N-A) \cdot \frac{t}{t_{av}}}, \quad (10.13)$$

где t_{av} - среднее время удержания канала в пересчете на одного абонента (в час наибольшей нагрузки).

6 В свою очередь, вероятность того, что любой вызов будет находиться в очереди более, чем время T , составляет:

$$P_{t>T}^{any} = P_{t>T}^d \cdot e^{-(N-A) \cdot \frac{t}{t_{av}}}, \quad (10.14)$$

Данную величину также часто принимают за **количественную характеристику качества обслуживания**.

Рассмотренные аналитические выражения являются неудобными, поэтому на практике используют табулированные значения данных формул. Пример таблицы значений формул Эрланга для распространенных системных параметров приведен далее.

Вероятность отказа при заданном числе каналов базовой станции (GOS_B, GOS_C)						
График	$N = 8$		$N = 24$		$N = 32$	
	Модель В	Модель С	Модель В	Модель С	Модель В	Модель С
1	$9,124 \times 10^{-6}$	$1,303 \times 10^{-6}$	0,000	0,000	0,000	0,000
3	$8,132 \times 10^{-3}$	$1,637 \times 10^{-3}$	$2,266 \times 10^{-14}$	$1,079 \times 10^{-15}$	0,000	0,000
5	0,070	0,024	$6,473 \times 10^{-10}$	$3,407 \times 10^{-11}$	0,000	0,000
7	0,179	0,179	$2,816 \times 10^{-7}$	$1,656 \times 10^{-8}$	$3,827 \times 10^{-12}$	$1,531 \times 10^{-13}$
9	0,289	-0,686	$1,587 \times 10^{-5}$	$1,058 \times 10^{-6}$	$1,610 \times 10^{-9}$	$7,002 \times 10^{-11}$
11	0,383	-0,261	$2,652 \times 10^{-4}$	$2,040 \times 10^{-5}$	$1,340 \times 10^{-7}$	$6,382 \times 10^{-9}$
13	0,458	-0,204	$1,981 \times 10^{-3}$	$1,805 \times 10^{-4}$	$3,804 \times 10^{-6}$	$2,002 \times 10^{-7}$
15	0,519	-0,182	$8,394 \times 10^{-3}$	$9,396 \times 10^{-4}$	$5,016 \times 10^{-5}$	$2,951 \times 10^{-6}$
17	0,569	-0,172	0,024	$3,442 \times 10^{-3}$	$3,727 \times 10^{-4}$	$2,485 \times 10^{-5}$
19	0,609	-0,165	0,050	0,010	$1,775 \times 10^{-3}$	$1,368 \times 10^{-4}$

Рис. 10.1: Табулированные значения для моделей Эрланг В, С

Рассмотренных в данной и предыдущей теме сведений достаточно для проведения упрощенного проектирования АССиПД для заданных эксплуатационных параметров.

Тема IV

Основы приема и передачи данных по каналам связи

Лекция 11

Дискретизация, квантование, низкочастотная модуляция

Абсолютное большинство существующих телекоммуникационных систем работает с данными в т.н. *цифровой форме* - их представлением в виде последовательности бит. В свою очередь, все существующие физические процессы (речь, изображение и пр. типы данных) являются непрерывными, *аналоговыми*. Таким образом, первоначальным¹ является вопрос о адекватном преобразовании физических, аналоговых процессов в цифровую форму.

11.1 Преобразование аналоговых процессов в цифровую форму

Первоначально введем определение сигнала, являющееся одним из основных для всех отраслей науки и техники, связанной с хранением, передачей и преобразованием информации.

11.1.1 Классификация типов сигналов

Сигналом называется функция времени, значениями которой представляют собой состояние некоторого физического процесса в данный момент времени.. Рассмотрим базовую классификацию типов сигналов:

- 1 *Аналоговым (непрерывным) сигналом* называется сигнал, непрерывный в своей области определения.

¹И одним из самых важных!

- 2 **Дискретным сигналом** называется сигнал, область определения которого представляет собой конечное множество точек - дискретных значений времени.
- 3 **Квантованным сигналом** называется сигнал, область возможных значений которого представляет собой конечное множество точек - квантованных возможных значений сигнала.
- 4 **Цифровым сигналом** называется сигнал, дискретизированный по времени и квантованный по значениям.

11.1.2 Дискретизация непрерывного сигнала

Процессом **дискретизации** называется процесс отображения непрерывного сигнала в соответствующий ему дискретный, т.е. представленный в виде конечного множества отдельных отсчетов² для некоторых моментов времени.

Равномерной дискретизацией называется дискретизация с фиксированным временным шагом τ_{sample} между отсчетами.³ В противном случае дискретизация является **неравномерной**. Процесс дискретизации непрерывного сигнала отображен на рис. ниже.

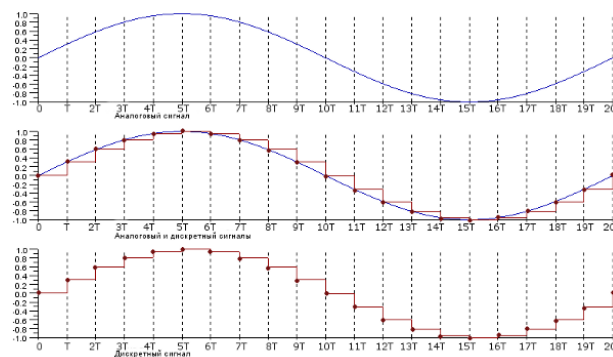


Рис. 11.1: Процесс дискретизации непрерывного сигнала

²Мгновенных значений исходного сигнала; англ. эквивалент - *sample*.

³Детально процессы преобразования из непрерывного сигнала в цифровую форму рассматриваются в курсе «Теория информации и кодирования.».

11.1.3 Квантование сигнала

Кроме операции дискретизации для представления исходного непрерывного сигнала в виде дискретного сообщения производится также операция квантования:

Квантование - операция разбиения диапазона значений непрерывного или дискретного сигнала на конечное число интервалов.

Простейшим видом квантования является **равномерное** квантование, когда область значения исходной функции разбивается на конечное множество равных интервалов, величина которых называется **шагом квантования** и для каждого входного значения выбирается ближайшее квантованное. Результат совместного использования операций дискретизации и квантования и позволяет получить *цифровое представление* исходного аналогового сигнала.

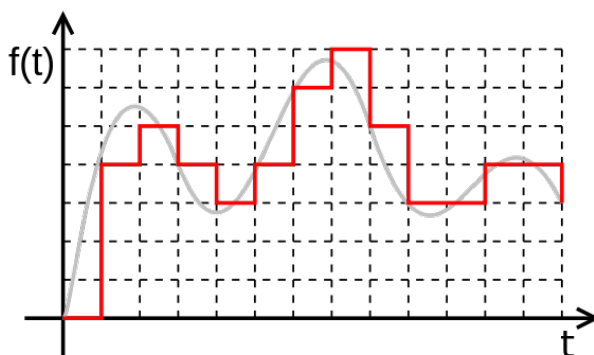


Рис. 11.2: Представление аналогового сигнала в цифровой форме

11.2 Правомерность представления аналогового сигнала в цифровой форме

Исходный, аналоговый сигнал, представляет собой бесконечно большое множество значений, определенных на бесконечном количестве точек временной оси. Существует ли способ адекватного и правомерного представления аналогового сигнала в цифровой форме? Да, существует; при этом критерий правомерности представления, а также один из способов обратного преобразования (из дискретного сигнала в исходный аналоговый) представлен в одной из основных теорем теории связи - **Теореме Котельникова**. Для дальнейшей формализации указанной теоремы определим такой термин, как **спектр сигнала**.

11.2.1 Спектральная (частотная) форма представления сигнала

В ряде случаев является полезным возможность разложения произвольной непрерывной функции в новом базисе⁴. Так, разложение таких функций (сигналов) в ортогональный тригонометрический базис - ряд Фурье - дает т.н. **спектральное представление** исходного сигнала - его представление в частотной области; разложение по т.н. материнским вейвлет-функциям - вейвлет-представление и пр. Преобразование исходного непрерывного сигнала $S(t)$ в спектральную форму - $S(f)$ называется **преобразованием Фурье**⁵ и обозначается $S(f) = F(S(t))$; обратное преобразование - **обратным преобразованием Фурье** - $S(t) = F^{-1}(S(f))$. При этом исходный непрерывный сигнал преобразуется в линейную комбинацию⁶ элементарных составляющих на всех частотах спектра:

$$S(t) = S_0 + \sum_{F_{min}}^{F_{max}} a_k \cdot \cos(f_0 t) + b_k \cdot \sin(f_0 t), \quad (11.1)$$

где S_0 - постоянная составляющая спектра сигнала, не несущая информационного значения. Пример внешнего вида сигнала и его спектрального представления приведены на рис. ниже.

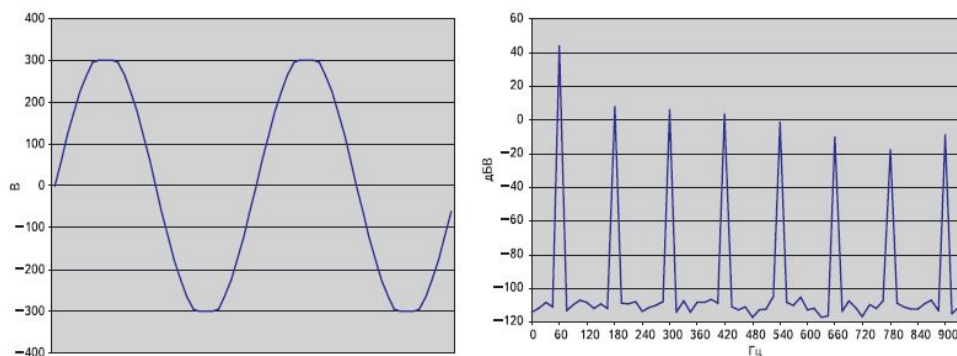


Рис. 11.3: Типичный сигнал и его спектр

Спектральное представление сигнала позволяет:

- Обеспечить наглядное и эффективное представление сигнала в формате существующего радиоресурса - в частотной области.

⁴По сути, новой «системе координат» для исходной функции.

⁵Англоязычный эквивалент - *Fourier Transform*.

⁶Совокупность линейных операций - сложения, умножения - над составляющими.

- Обеспечивает представление сигнала сколь угодно сложной формы в виде совокупности элементарных сигналов различных частот - **гармоник** или **тонов**.
- Дает возможность работать непосредственно с информационной составляющей сигнала, независимо от того, на какой частоте сосредоточена его энергетическая составляющая.

11.2.2 Теорема Котельникова

Теорема 1 (Теорема Котельникова⁷). Если аналоговый сигнал $u(t)$ имеет ограниченный спектр (т.е. ограничен верхней частотой F_{max} , что при присутствии сигнала на всех частотах соответствует ширине полосы $W = F_{max}$), то данный сигнал может быть восстановлен однозначно и без потерь по дискретному сигналу, сформированному из исходного; при этом частота дискретизации должна быть более удвоенной F_{max} :

$$f_s \geq 2 \cdot F_{max}; \Delta t < \frac{1}{2 \cdot F_{max}} \quad (11.2)$$

, при этом непрерывный сигнал возможно восстановить по отсчетам имеющегося дискретного сигнала в виде ряда следующей формы:

$$\sum u(k \cdot \Delta t) \frac{\sin(\pi f_s(t - k\Delta t))}{\pi f_s(t - k\Delta t)}. \quad (11.3)$$

Указанная теорема справедлива для идеального случая бесконечного сигнала, не имеющего во временной характеристике точек разрыва. Для реальных сигналов из теоремы Котельникова следует два следствия:

- 1 Любой реальный непрерывный сигнал может быть восстановлен с *какой угодно точностью* по своим дискретным отсчетам, взятым с частотой $f_s > 2 \cdot F_{max}$.
- 2 Если максимальная частота в сигнале превышает половину частоты прерывания, то способа восстановить сигнал из дискретного в аналоговый без искажений не существует.

⁷В англоязычной литературе - теорема Найквиста-Шеннона. Изначально теорема была сформулирована Гарри Найквистом в 1928 г. в работе «Certain topics in telegraph transmission theory» и является одной из основополагающих теорем в теории и технике цифровой связи. Приблизительно такие же результаты были опубликованы в том же году в Германии Карлом Купфмюллером. В СССР и России данная теорема традиционно связывается с именем Котельникова, независимо опубликовавшего аналогичные результаты в 1933 г. в своей работе «О пропускной способности эфира и проволоки в электросвязи».

11.3 Модуляция

После получения сигнала в цифровом представлении следующей задачей является адаптация данного представления к возможностям канала связи, а также приемо-передающих устройств и тракта обработки. Процесс данной адаптации и называется модуляцией. Более строго:

Модуляция - это процесс преобразования исходной информации в вид, совместимый с характеристиками системы передачи информации.

11.4 Низкочастотная модуляция

Низкочастотная модуляция⁸ представляет собой процесс преобразования исходного информационного сигнала к виду, пригодному для переноса на более высокие частоты с дальнейшей передачей по каналу связи. Результатом применения низкочастотной модуляции является т.н. **видеосигнал** - сигнал, спектр которого начинается с нулевой частоты - именно видеосигнал анализируется в большинстве случаев в тракте обработки информации.

11.4.1 Импульсно-кодовая модуляция

Импульсно-кодовая модуляция - **ИКМ**⁹ представляет собой процесс преобразования исходного информационного сигнала в последовательность информационных бит:

- 1 Исходный сигнал $U(t)$ квантуется в один из L уровней (L уровней могут быть описаны в рамках двоичного формата представления $l = \log_2 L$ битами).
- 2 Квантованный сигнал $U_q(t)$ дискретизируется с шагом τ .
- 3 Каждый отсчет результирующего цифрового сигнала $U_q(n \cdot \tau)$ преобразуется в последовательность из l бит.
- 4 Представление данной последовательности бит в виде видеосигнала с заданными характеристиками.

⁸Англоязычный термин - *baseband modulation*.

⁹PCM (англ.) - Pulse-Code Modulation.

11.4.2 Сигналы ИКМ

Результатом применения ИКМ к информационному сигналу является последовательность бит, которую требуется привести к виду видеосигнала (в виде электрических импульсов, например логическая единица - наличие импульса; ноль - отсутствие), необходимому для физической передачи данных. В пределе (при максимально возможной ширине импульса) последовательность указанных импульсов представляет собой непрерывный сигнал (при этом часто используют *биполярные сигналы* - отцентрированные по уровню относительно нулевого значения напряжения). Примеры представления ИКМ-последовательности в виде электрических сигналов приведены на рис. ниже.

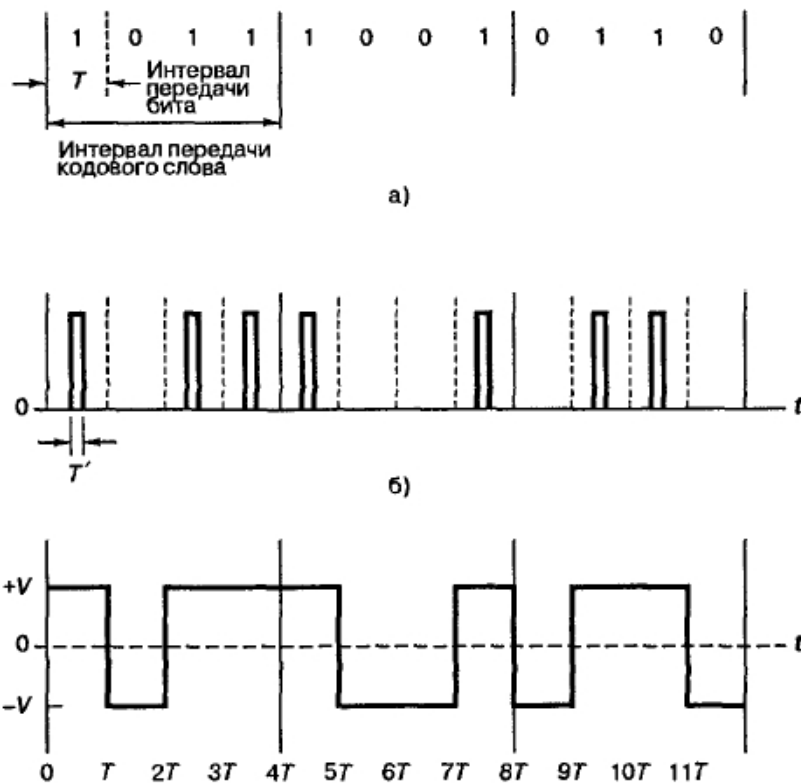


Рис. 11.4: Представление ИКМ-последовательности в виде видеосигнала

11.4.3 M-арные импульсно-модулированные сигналы

Существует возможность кодирования в виде электрических сигналов не отдельные биты, а их совокупности по m бит, соответствующие $M = 2^m$ возможным состояниям итогового сигнала. Для представления различных состояний итогового электрического сигнала такого вида воз-

можно варьировать амплитуду, положение, либо длительность импульсов, что и дало название соответствующим видам модуляции:

- 1 Варьирование (модуляция) амплитуды импульсов - амплитудно-импульсная модуляция - АИМ¹⁰.
- 2 Модуляция длительности импульсов - широтно-импульсная модуляция ШИМ¹¹.
- 3 Модуляция положения импульсов - фазово-импульсная модуляция ФИМ¹².

Указанные виды модуляции (сверху вниз) приведены на следующем рисунке.

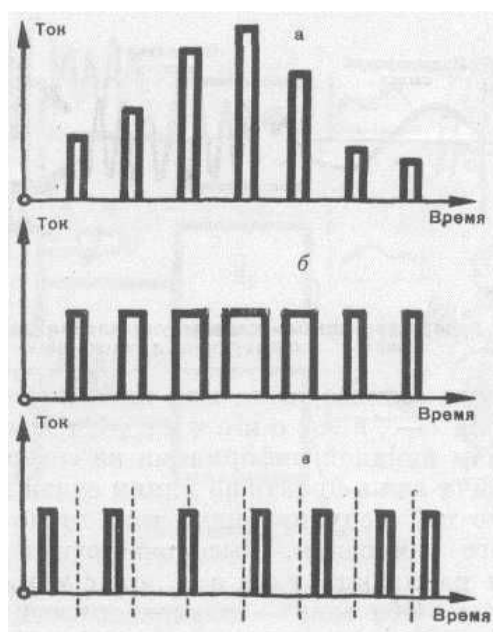


Рис. 11.5: АИМ, ШИМ и ФИМ-модуляция.

При этом, если исходный информационный сигнал квантуется, как было указано в разделе выше, данные типы модуляции называются *цифровой манипуляцией*¹³, а если ФИМ, ШИМ или АИМ производится с отсчетами неквантованного сигнала - *аналоговой модуляцией*¹⁴. Рассмотр-

¹⁰РАМ (англ.) - Pulse-Amplitude Modulation.

¹¹PWM (pulse-width modulation) или PDM (pulse-duration modulation).

¹²PPM (англ.) - Pulse-Position Modulation.

¹³Англ. - digital *manipulation*.

¹⁴Аналогичные обозначения справедливы и для высокочастотных видов модуляции - все виды модуляции, имеющие дело с цифровыми сигналами обозначаются как манипуляция.

ренные выше сигналы ИКМ представляют собой частный случай АИМ с $M = 2$.

Все виды низкочастотной модуляции достаточно просто реализуемы - так, -арная ФИМ осуществляется путем внесения задержки появления импульса на время, соотв. кодируемой информационной последовательности; ШИМ - посредством изменения ширины импульса на величину, соответствующую кодируемому значению; АИМ - выбору различных значений амплитуды импульса.

11.4.4 Относительная модуляция

Кроме обыкновенной модуляции исходного информационного сигнала используется также т.н. *относительная* модуляция. Если в обычных методах модуляции сигнал модулируется непосредственно последовательностью бит, то в относительных - *изменением состояния* i -й последовательности бит по отношению к $i - 1$ -й. Относительные методы модуляции в некоторых случаях позволяют уменьшить избыточность исходного сигнала и обеспечить дополнительное сжатие используемой полосы частот.

Лекция 12

Полосовая модуляция. Визуальные формы представления

12.1 Высокочастотная (полосовая) модуляция

Модуляция - это процесс преобразования исходной информации в вид, совместимый с характеристиками канала передачи данных.

Если низкочастотная модуляция представляет собой процесс преобразования исходной информации в последовательность импульсов, то полосовая модуляция¹ представляет собой изменение высокочастотной **несущей волны**² под действием указанных импульсов. В общем случае определение полосовой модуляции (одно из самых важных определений в радиотехнике и телекоммуникациях) возможно записать в следующем виде:

Полосовая модуляция - это процесс изменения *несущего* сигнала $C(t)$ по закону информационной составляющей (*модулирующего* сигнала) $U(t)$. Результатом полосовой модуляции является *модулированный* сигнал $S(t)$.

12.1.1 Модуляция по синусоидальной несущей

В большинстве случаев телекоммуникациях рассматривается модуляция по синусоидальному (косинусоидальному) сигналу - в данном случае в качестве переносчика информации используется гармоническое колебание. В этом случае, аналогично низкочастотной импульсной модуляции,

¹ Англ. - *passband modulation*.

² Далее - просто *несущей* - *carrier* (англ.).

возможно рассматривать изменение трех возможных параметров данного сигнала по закону информационной составляющей - амплитуды, частоты и фазы:

$$S(t) = A(t)\cos((\omega_0 + \omega(t))t + \phi(t)). \quad (12.1)$$

В данном выражении встречаются новые обозначения - *круговая частота* ω , равная частоте сигнала, умноженной на 2π : $\omega(t) = 2\pi f(t)$ и центральная частота - $\omega_0 = 2\pi f_0$, определяющая центральную частоту сигнала после проведения операции модуляции.

При рассмотрении данного выражения тип модуляции с изменением амплитуды синусоиды $A(t)$ называется амплитудной модуляцией - АМ³; изменением частоты $\omega(t)$ - ЧМ⁴; изменением фазы $\phi(t)$ - ФМ⁵.

12.2 Визуальные форматы представления модулированного сигнала

12.2.1 Сигнальное созвездие

При использовании АМ, ФМ и совмещенных (АФМ) методов модуляции в телекоммуникациях широко используется концепция «сигнального созвездия», позволяющего более наглядно отображать состояния сигнала и общую помехоустойчивость системы. Суть данного понятия заключается в следующем:

для АФМ при модулирующем сигнале $U(t)$ результирующее колебание $S(t)$ возможно записать в следующем виде:

$$S(U(t)) = A(U(t))\cos(2\pi f_0 t + \phi(U(t))). \quad (12.2)$$

Поставим в соответствие реальному синусоидальному сигналу некоторую абстракцию - так называемый *комплексный сигнал* следующего вида:

$$\bar{S}(U(t)) = A(U(t))\cos(2\pi f_0 t + \phi(U(t))) + i \cdot A(U(t))\sin(2\pi f_0 t + \phi(U(t))), \quad (12.3)$$

где i - мнимая единица.

Как известно, у комплексных чисел существует три формы записи: алгебраическая ($z = a + b \cdot i$), тригонометрическая ($z = \cos \phi + i \cdot \sin \phi$)

³Англ. - также АМ - amplitude modulation.

⁴Англ. - FM - frequency modulation.

⁵Англ. - PM - phase modulation.

и показательная (экспоненциальная) - ($z = r \cdot e^{i\phi}$). Далее, как опять же известно из высшей математики, экспоненциальная форма записи может быть отражена на декартову плоскость (или, если быть более точным, на комплексную плоскость) как радиус-вектор⁶. Данный радиус-вектор составляет угол⁷ ϕ по отношению к оси абсцисс (реальной оси комплексной плоскости) и имеет длину (модуль) r . Данный формат представления также называется векторным (геометрическим) представлением комплексного числа.

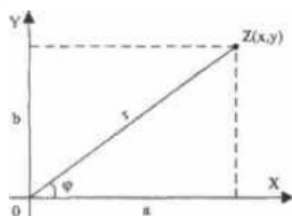


Рис. 12.1: Геометрическое представление комплексного числа.

В свою очередь, в показательной форме комплексный сигнал $\bar{S}(U(t))$ может быть записан следующим образом:

$$\bar{S}(U(t)) = A(U(t))e^{i(2\pi f_0 t + \phi(U(t)))} = e^{i \cdot 2\pi f_0 t} \cdot A(U(t)) \cdot e^{i\phi(U(t))}. \quad (12.4)$$

Таким образом, мы видим, что информационная составляющая АФМ-сигнала (составляющая, которая может изменяться со временем) определяется однозначно комплексной величиной $\bar{S}(U(t)) = A(U(t)) \cdot e^{i\phi(U(t))}$.

Как было показано выше, векторное представление $\bar{S}(U(t))$ - радиус-вектор с углом $\phi = \phi(U(t))$ и длиной $r = A(U(t))$. Пусть количество M различных состояний концов вектора $\bar{S}(U(t))$ конечно и при этом каждое из M состояний соответствует какому-то $U_m(t)$, где $m = \overline{1 \dots M}$. Каждое из состояний конца вектора $\bar{S}(U(t))$ представляет собой точку на комплексной плоскости; совокупность таких точек и называется **СОЗВЕЗДИЕМ МОДУЛЯЦИИ**.

⁶Вектор единичного радиуса, начало которого находится в начале системы координат.

⁷Так называемый аргумент комплексного числа - обозначается $\phi = \arg(z)$.

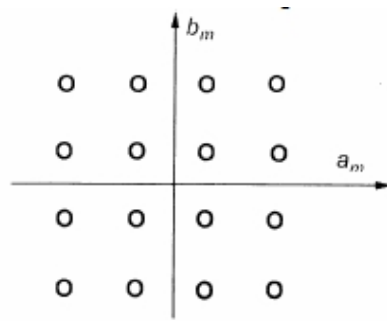


Рис. 12.2: Пример сигнального созвездия АФМ-16

Плюсы изображения вариантов сигнала в виде сигнального созвездия достаточно ощутимы. Действительно, переход от состояния к состоянию сигнала - это переход от точки к точке на сигнальном созвездии. Графические изображения траекторий перемещений от точки к точке в сигнальном созвездии представляют собой *диаграммы фазовых переходов*. Чем больше расстояния между этими точками - тем существеннее переход. Одновременно с этим, на сигнальном созвездии очень легко пронаблюдать влияние помех на сигнал: при воздействии помех точка, соответствующая данному состоянию просто размывается до *облака точек*. Наконец, чем больше точек в сигнальном созвездии, тем больше информации передается модулирующим сигналом. Действительно, выбор одного из M логических состояний⁸, соответствует количеству информации в $\log_2 K$ бит. Таким образом, сигнальное созвездие показывает:

- 1 Количество информационных бит, передающихся при выбранном методе модуляции в одном канальном символе.
- 2 Помехоустойчивость метода модуляции при заданном комплексе помех - не пересекаются ли области «размытия» точек на комплексной плоскости.
- 3 Сложность перехода от одного состояния к другому. Как правило, чем существеннее переход, тем резче меняется форма сигнала и выше вероятность каких-либо побочных искажений.⁹

К сожалению, сигнальное созвездие адекватно характеризует лишь АМ, ФМ и АФМ-модуляцию. Действительно, при изменении частоты синусоиды $f(U(t))$ по закону модулирующего сигнала $U(t)$ получаем, что вектор

⁸Сигнал, соответствующий каждому из $m = \overline{1 \dots M}$, называется **канальным символом**.

⁹Пример подобных искажений - паразитная АМ, происходящая при ФМ с дискретным сдвигом.

на комплексной плоскости, представляющий собой информационную составляющую сигнала имеет следующий вид:

$$\bar{S}_{FM}(U(t)) = A \cdot e^{i(2\pi f(U(t)) + \phi)}. \quad (12.5)$$

Угол наклона данного вектора постоянно изменяется с течением времени, т.е. данный вектор имеет некоторую скорость вращения, изменяющуюся по закону модулирующего сигнала. К сожалению, вращающийся вектор изобразить на статичном рисунке достаточно сложно; к тому же изображение такого вида не настолько информативно - именно поэтому сигнальное созвездие наиболее часто применяется лишь для АФМ-подвидов модуляции.

12.2.2 Глазковая диаграмма

Дополнительным видом визуальной оценки помехоустойчивости принимаемого сигнала является популярный формат графического представления - т.н. **глазковая диаграмма**.

Глазковая диаграмма - это суммарный вид всех битовых периодов измеряемого сигнала, наложенных друг на друга. Данный тип визуального представления позволяет быстро и наглядно оценить качество цифрового сигнала. Для оценки качества сигнала при помощи глазковой диаграммы применяются следующие параметры:

- Время фронта;
- время спада;
- коэффициент раскрытия глазка;
- высота и ширина глазка;
- относительная ширина места пересечения.

На следующем рисунке показан пример построения и типичный вид глазковой диаграммы.

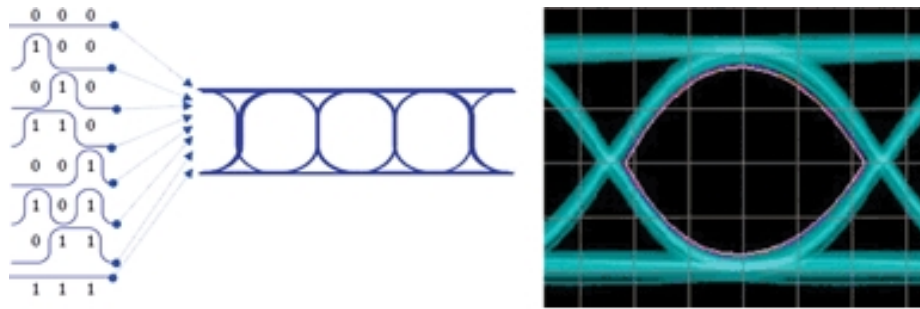


Рис. 12.3: Принцип построения (слева) и типичная глазковая диаграмма (справа)

Лекция 13

Виды полосовой модуляции. OFDM

13.1 Системы фазовой модуляции (ФМ)

Системы фазовой модуляции являются наиболее легко реализуемыми с использованием цифровых устройств и являются доминирующими на сегодняшний день. Рассмотрим далее M-ичные системы фазовой манипуляции, т.е. системы, в которых фаза сигнала может принимать M-ичное количество состояний. Наиболее простой (и крайне часто применяющейся) системой фазовой манипуляции является двоичная фазовая манипуляция - ФМ-2¹.

13.1.1 Двоичная фазовая манипуляция ФМ-2 (BPSK)

Устройство ФМ-2-систем до примитивного просто. Логика их работы следующая - при значении «1» модулирующего сигнала фаза несущей противоположна изначальной значению (например, изначальное - 0° , противоположное - $\pi(180^\circ)$); при значении «0» идентична начальному значению. В частности, если несущая представляет собой синусоиду, то схема работы системы (ФМ-2 модулятора сигнала) следующая (см. рис. ниже).

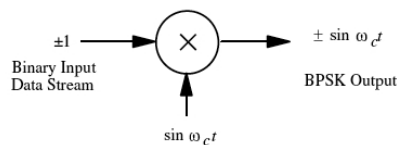


Рис. 13.1: Схема работы модулятора ФМ-2

¹ Англ. - BPSK (binary phase shift keying) - двоичная манипуляция с фазовым сдвигом.

Сигнальное созвездие для модуляции ФМ-2 и временные диаграммы модулирующего и модулированного сигнала приведены на следующих рисунках.



Рис. 13.2: Сигнальное созвездие ФМ-2 (BPSK) сигнала

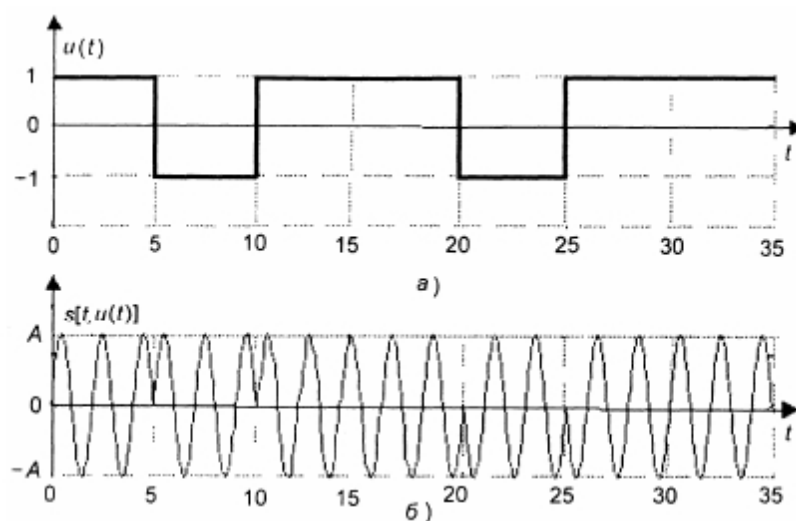


Рис. 13.3: Временные диаграммы ФМ-2: а) модулирующего сигнала б) ФМ-2 сигнала.

Минусы ФМ-2 достаточно весомы - это паразитная АМ, возникающая из-за резких перескоков фазы и достаточно низкая скорость передачи информации (наименьшая спектральная эффективность): в 1-м канальном символе передается 1 бит. Несмотря на это, BPSK на сегодняшний день является по-прежнему популярным (так, BPSK используется в IEEE 802.11b на первом скоростном уровне - 6 Мбит-с.).

13.1.2 Квадратурная фазовая манипуляция - ФМ-4 (QPSK)

QPSK² является наследником BPSK и обеспечивают перенос двух битов на один канальный символ (т.е. количество вариантов канальных символов в QPSK равно 4-м).

²QPSK - Quadrature Phase Shift Keying - квадратичная фазовая манипуляция.

Итак, пусть I - электрический импульс³, соответствующий 1-му символу каждой посылки из двух бит - так называемая *синфазная составляющая*; Q - 2-му символу - т.н. квадратурная (или повернутая по фазе на 90° , или на квадратуру составляющая). В этом случае QPSK-модулированный сигнал записывается в следующем виде:

$$S_{QPSK}(t) = I \cos(2\pi f_0 t) + Q \sin(2\pi f_0 t). \quad (13.1)$$

Из курса высшей математики нам известны т.н. формулы Эйлера:

$$\cos(\alpha) = \frac{e^{i\alpha} + e^{-i\alpha}}{2}; \sin(\alpha) = \frac{e^{i\alpha} - e^{-i\alpha}}{2i}. \quad (13.2)$$

Таким образом, мы можем записать следующие равенства:

$$I \cos(2\pi f_0 t) = I \cdot \left(\frac{e^{i2\pi f_0 t} + e^{-i2\pi f_0 t}}{2} \right); Q \sin(2\pi f_0 t) = I \cdot \left(\frac{e^{i2\pi f_0 t} - e^{-i2\pi f_0 t}}{2i} \right). \quad (13.3)$$

и, наконец,

$$S_{QPSK}(t) = I \cos(2\pi f_0 t) + Q \sin(2\pi f_0 t) = \frac{1}{2} [(I - jQ)e^{i2\pi f_0 t} + (I + jQ)e^{-i2\pi f_0 t}]. \quad (13.4)$$

Далее, произведя следующие замены переменных:

$$I + jQ = \sqrt{I^2 + Q^2} e^{i\phi}; I - jQ = \sqrt{I^2 + Q^2} e^{-i\phi}; \phi = \operatorname{arctg} \left(\frac{Q}{I} \right),$$

получаем:

$$S(t) = \sqrt{I^2 + Q^2} \cdot \left[\frac{e^{i2\pi f_0 t - \phi} + e^{-i2\pi f_0 t + \phi}}{2} \right] = \sqrt{I^2 + Q^2} \cos(2\pi f_0 t - \phi). \quad (13.5)$$

В частности, если I и Q принимают значения ± 1 , то амплитуда сигнала постоянна и равна $\sqrt{2}$, а фаза ϕ принимает значения $+45^\circ, -45^\circ, +135^\circ, -135^\circ$. Соответствующее созвездие модуляции и фазовые переходы для него показаны на следующем рисунке:

³Закодированный в т.н. положительной логике - положительный уровень напряжения соотв. логической единице; отрицательный - логическому нулю.



Рис. 13.4: Сигнальное созвездие ФМ-4 (QPSK) сигнала

Для лучшего понимания структуры модулятора приведем ниже его структурную схему и подробное пояснение принципов работы:

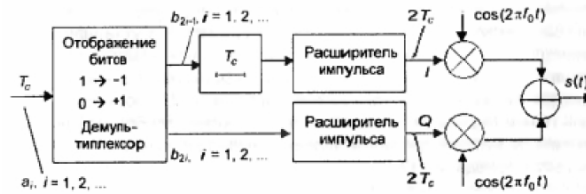


Рис. 13.5: Функциональная схема ФМ-4 (QPSK) модулятора

В рамках изображенной схемы модуляции на вход первого блока поступают информационные биты, преобразующиеся в последовательность прямоугольных импульсов положительной и отрицательной полярности длительностью T_C . Эта последовательность в устройстве - *демультимплексе* разбивается на две подпоследовательности импульсов с нечетными и четными номерами, направляющимися в синфазную и квадратурную ветви, соответственно. Длительность импульсов каждой подпоследовательности увеличивается вдвое (до значения $2T_C$; предварительно импульсы с нечетными номерами в синфазной ветви задерживаются на время T_C - половину периода символа, т.е. $\frac{\pi}{2}$). Далее осуществляется перенос символов на центральную частоту модуляции путем перемножения на сигнал опорной частоты; сложение результатов перемножений завершает процесс формирования ФМ-4 радиосигнала.

Модуляторы QPSK обладают одним уникальным свойством - при обеспечении вдвое большей скорости передачи информации (2 бита на канальный символ), данный тип модуляции обеспечивает ту же вероятность ошибки (тот же уровень помехоустойчивости) из расчета на каждый бит передаваемой последовательности.

Данное свойство действительно является уникальным - модуляторы QPSK для обеспечения той же вероятности ошибки сохраняют свои энер-

гетические характеристики, в то время как при $M > 4$ для фазовой манипуляции вероятность ошибки растет в существенно более быстрой прогрессии, чем скорость передачи информации. Именно из-за этой зависимости базовые станции любых телекоммуникационных систем при лучших условиях приема (например, при меньшей дальности) переключаются на более комплексные методы модуляции и наоборот - на максимальной дальности чаще всего используются BPSK и QPSK. Так, QPSK используется на младших скоростных диапазонах WiFi (в т.ч. стандарта 802.11n) и WiMAX (включая 802.16e - Mobile WiMAX).

13.1.3 Квадратурная амплитудная модуляция - КАМ (QAM)

Все виды ФМ-модуляции являются, по сути, подвидом КАМ (QAM⁴)-модуляции, в которой происходит изменение как амплитуды, так и начальной фазы сигнала. Для построения сигнального созвездия этого сигнала производится разбиение на синфазную и квадратурную составляющие, при этом при наличии M вариантов реализации канального символа модуляции каждый S_m -й символ ($m = \overline{1..M}$) описывается следующим образом:

$$S_m(t) = A_m \cos(2\pi f_0 t + \phi_m) = A_m \cos(\phi_m) \cos(2\pi f_0 t) + A_m \sin(\phi_m) \sin(2\pi f_0 t) = a_m \cos(2\pi f_0 t) + b_m \sin(2\pi f_0 t) \quad (13.6)$$

при этом получаем, что a_m и b_m - координаты точек в КАМ-созвездии по реальной и мнимой осям, соответственно. Пример сигнального созвездия для КАМ-16 приведен далее.

⁴(Англ.) - quadrature-amplitude modulation - модуляция с изменением амплитуд квадратурных составляющих сигнала.

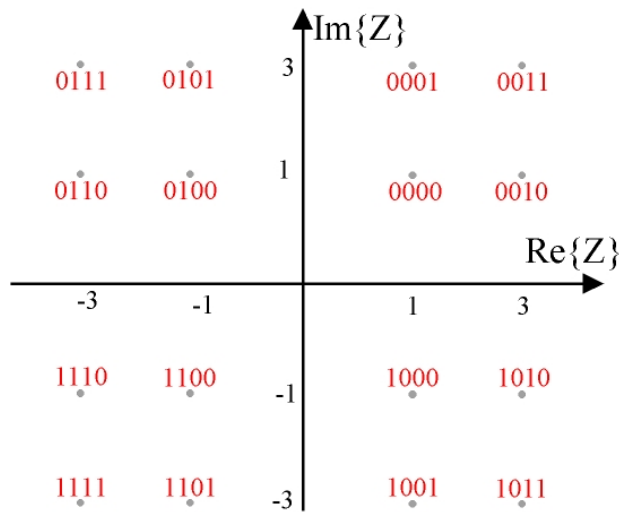


Рис. 13.6: Сигнальное созвездие КАМ-16 (QAM-16) сигнала

QAM-модуляция является одним из наиболее часто используемых методов модуляции в приложениях с высокими скоростями передачи данных. Множитель M для данного вида модуляции может достигать до 1024 и даже 4096, что соответствует скорости передачи в 10 и 40 бит на канальный символ, соответственно. Модуляция QAM средних степеней (от 16 до 256) используется в беспроводных системах связи - например, на средних скоростных диапазонах WiMAX 802.16e; высоких степеней - в проводных системах связи.

13.2 Системы частотной модуляции (ЧМ)

При частотной модуляции параметром несущей, зависящим от модулирующего сигнала $U(t)$ является частота⁵ несущей $f(U(t))$. Таким образом, модулированный сигнал $S_{FM}(U(t))$ может быть записан в следующей форме:

$$S_{FM}(U(t)) = A_m \cos(2\pi f(U(t))t + \phi). \quad (13.7)$$

Аналогично фазовой, существует частотная манипуляция ЧМ-2, ЧМ-4 и т.д., произвольной M -й степени, как и ФМ.

⁵Необходимо заметить, что частота, по сути - это *скорость изменения фазы* сигнала. Аналогично тому, как скорость - производная от расстояния; частота - производная от фазы сигнала. Например, если фаза меняется линейно, частота является производной от линейной функции и равна некоторому константному значению.

13.2.1 Частотная манипуляция M-й степени (M-FSK)

Достаточно часто в системах связи для непосредственной модуляции битового потока используют BFSK с нулевой начальной фазой - в этом случае логической единице соответствует сигнал $S_1(t) = A_m \cos(2\pi f_1 t)$, а логическому нулю - $S_0(t) = A_m \cos(2\pi f_0 t)$. Введем далее несколько обозначений:

Разносом частоты для ЧМ называется максимальная ширина диапазона между двумя частотами переключения:

$$\Delta F = \max_{i \neq j} (f_i - f_j). \quad (13.8)$$

Девиейцией частоты называется половина величины разноса частот:

$$\omega_D = \frac{2\pi \Delta F}{2} = \frac{\Delta \omega}{2}. \quad (13.9)$$

Отношение центральной частоты частотного диапазона к ω_D называют **индексом частотной манипуляции**:

$$m_{FSK} = \frac{\omega_D}{\omega_0}. \quad (13.10)$$

Общий метод формирования ЧМ-сигнала достаточно очевиден - используется один генератор несущего колебания, мгновенная частота которого изменяется в соответствии с изменением модулирующего сигнала. M-FSK часто используется в любительской и профессиональной радиосвязи диапазонов VHF и UHF. На следующем рисунке приведен внешний вид модулирующего и модулированного сигнала ФМ-2 (BFSK).

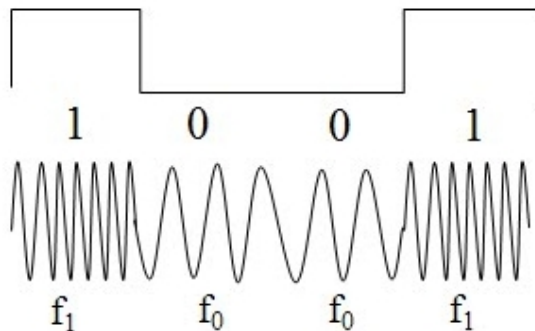


Рис. 13.7: Временные диаграммы сигнала BFSK

13.2.2 Частотная манипуляция с минимальным сдвигом

Еще одним достаточно распространенным методом модуляции является т.н. **частотная манипуляция с минимальным сдвигом** - MSK или MFSK⁶ (не путать с FSK M-й размерности!). Основная особенность данного метода модуляции заключается в том, что приращение фазы несущего колебания на интервале времени, равном длительности одного символа всегда равно $+\frac{\pi}{2}$ или $-\frac{\pi}{2}$, в зависимости от знака модулирующего сигнала. Например, фаза несущего колебания в начале очередного импульса модулирующего сигнала равна ϕ_0 , далее, фаза несущего колебания, линейно нарастая к концу этого импульса, достигает значения $\phi_0 + 90^\circ$, либо, линейно убывая - $\phi_0 - 90^\circ$. Как видим, фаза изменяется линейно, частота же данного сигнала, являясь производной от фазы, будет меняться скачками - небольшими сдвигами, определяющимися длительностью импульсов. На следующем рисунке приведена схема изменения фаз для данного вида модуляции.

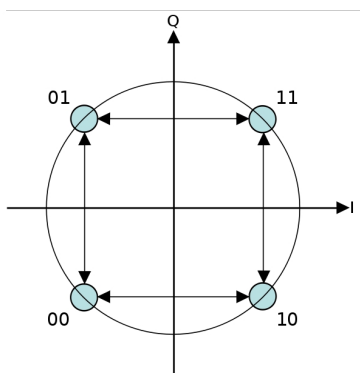


Рис. 13.8: Схема изменения фаз для MSK

В современных телекоммуникационных системах чаще всего используется модифицированная MSK - метод модуляции GMSK⁷, в которой перед применением непосредственно схемы MSK исходные данные сглаживаются т.н. Гауссовым фильтром. Применение фильтра такого рода позволяет уменьшить межчастотные помехи при передаче нескольких потоков данных в соседних частотных полосах. GMSK обладает высокой спектральной эффективностью, но требует более высокой мощности передачи чем, например, QPSK, для сохранения аналогичного уровня бито-

⁶MSK (англ.) - minimum shift keying; MFSK - minimum frequency shift keying, соответственно.

⁷GMSK - Gaussian Minimum Shift Keying - гауссова манипуляция с минимальным сдвигом.

вой ошибки. GMSK применяется в сетях связи GSM 2-го поколения при передаче голосовых данных. На следующем рисунке показана структурная схема GMSK-модулятора. При GMSK входной цифровой сигнал $b(t)$ нормируется по амплитуде и получается сигнал $b_0(t)$ с нулевым средним. После $b_0(t)$ подается на сглаживающий фильтр Гаусса $G(\omega)$, на выходе которого имеем сглаженный сигнал $b_g(t)$. Этот сглаженный сигнал будет модулирующим сигналом частотного модулятора, изображенного далее. Частота девиации при этом соответствует частоте девиации MSK. В результате получаем S_{GMSK} на несущей частоте ω_0 .

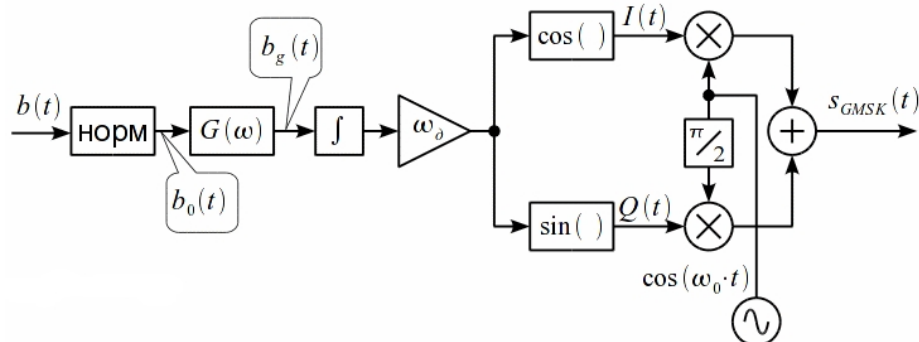


Рис. 13.9: Схема модулятора GMSK

13.3 Принципы модуляции с несколькими несущими (FDM)

Идея метода модуляции с несколькими несущими (FDM⁸ довольно проста, но трудоемка в вычислительном плане - последовательный поток из символов разбивается на несколько подблоков, каждый из которых может быть промодулирован своим видом модуляции. Частотная полоса, занимаемая системой передачи данных, разбивается на узкие поддиапазоны - поднесущие: например, полоса в 1 МГц разбивается на 250 подканалов по 4 кГц и т.д.

Частный случай FDM представляет собой так называемая OFDM⁹ - FDM с ортогональным¹⁰ расположением поднесущих, обеспечивающе-

⁸FDM (англ.) - Frequency Division Multiplexing - технология мультиплексирования частот - модуляция с несколькими несущими.

⁹OFDM (англ.) - Orthogonal Frequency Division Multiplexing; в северной Америке также называется технологией многотональной модуляции - DTM (Discrete MultiTone).

¹⁰Понятие ортогональности частот выходит за рамки данного курса. Читатель может обратиться за пояснением данного термина в источники, приведенные в списке рекомендуемой

го минимизацию межсимвольных искажений и допускающего перекрытие поднесущих, что обеспечивает существенно большую спектральную эффективность данного вида модуляции. Каким же образом это обеспечивается?

Пусть для каждого из n подблоков, на которые разбивается исходная информационная последовательность, применяется КАМ-модуляция. В этом случае получаем n квадратурных (и ортогональных друг другу при корректном выборе несущих частот) функций:

$$R_k(t) = a_k \cos(k\omega t) + b_k \sin(k\omega t); k = \overline{1 \dots n}. \quad (13.11)$$

При суммировании функций всех подканалов получаем аналог ряда Фурье, отличающийся от идеального ряда Фурье лишь тем, что групповая канальная функция - конечна, отличается в константу раз по амплитуде и не имеет постоянной составляющей:

$$S_{OFDM}(t) = \sum_{k=1}^n R_k(t) = \sum_{k=1}^n a_k \cos(k\omega t) + b_k \sin(k\omega t). \quad (13.12)$$

Данная функция легко свертывается при помощи обратного БПФ в единый сигнал, передаваемый далее по линии связи. На приемной стороне происходит прямое БПФ, квадратурные функции каждого из каналов демодулируются и собираются в единую последовательность. На следующем рис. показана общая функциональная схема приемо-передающего тракта OFDM.



Рис. 13.10: Функциональная схема приемо-передающего тракта OFDM

Указанный вид связи используется в многих современных технологиях высокоскоростной передачи данных - как пример, возможно привести проводную технологию ADSL; беспроводные АССиПД WiFi и WiMAX

литературы.

(все современные варианты). Одним из примечательных свойств этого вида модуляции является то, что она позволяет согласовывать спектр информационного сигнала со спектром физического канала и избегать полос частот с помехами, либо повышенным затуханием.

Тема V
Современные АССиПД

Лекция 14

Современные АССиПД класса WMAN

14.1 Сети связи стандарта GSM

Впервые аббревиатура GSM была использована в 1982 году для сокращения *Groupe Special Mobile*, специального комитета для разработки нового стандарта связи; данный комитет был создан в рамках Европейской организации по стандартизации: СЕРТ¹. Далее GSM стали расшифровывать как *Global System for Mobile Telecommunications* - в соответствии с названием, разработанным комитетом GSM.

Целями создания стандарта GSM была необходимость создание единого цифрового стандарта мобильных телекоммуникаций в диапазоне частот 900 МГц.

В 1991 году были созданы первые работоспособные GSM-системы; в этом же году появилась первая производная от базового GSM-стандарта - DCS-1800², являющаяся практически точной репликой GSM для диапазона 1800 МГц. В США же DCS-1800 был адаптирован для 1900-мегагерцового диапазона и назван PCS-1900³.

¹Conference Europeenne des Postes et Telecommunications - Европейский комитет по телекоммуникациям. С течением времени СЕРТ был преобразован в ETSI - European Telecommunications Standard Institute - Европейский институт по стандартизации телекоммуникационных технологий.

²Digital Cellular System-1800 - Цифровая сотовая система в диапазоне 1800 МГц.

³PCS-1900 - Personal Communication System-1900 - система персональных коммуникаций в диапазоне 1900 МГц.

14.2 Фазы развития семейства стандартов GSM

14.2.1 Фаза 1 стандарта GSM

Первая коммерческая сеть данной фазы была развернута в 1992 г. Первая фаза GSM-это цифровой стандарт сотовой связи, поддерживающий скорость передачи данных до 9,6 кбит-с. GSM фазы 1 является полностью устаревшим стандартом; производство оборудования для него прекращено с середины 90-х годов. Первая фаза GSM представляет собой совмещенную ЧРК-ВРК-систему (различные частотные каналы для базовых станций; 8 тайм-слотов для пользователей на каждой базовой станции). Данные передаются при помощи технологии коммутации каналов; с стеком протоколов TCP-IP системы фазы 1 не совместимы. Дополнительные⁴ услуги стандарта GSM фазы 1:

- Переадресация вызова (Call forwarding), факсов и данных⁵.
- Запрет вызова (Call barring) - запрет на все входящие-исходящие звонки; запрет на исходящие международные звонки; запрет на входящие звонки за исключением внутрисетевых.
- Ожидание вызова (Call waiting). Данная услуга позволяет принять входящий вызов во время уже продолжающегося разговора. При этом первый абонент или по-прежнему будет находиться на связи или разговор с ним может быть завершен.
- Удержание вызова (Call holding). Эта услуга позволяет, не разрывая связь с одним абонентом, позвонить (или ответить на входящий звонок) другому абоненту.
- Глобальный роуминг (Global roaming). При посещении любой из стран, с которой у домашнего оператора подписано роуминговое соглашение, возможно пользоваться личным GSM-телефоном без изменения номера.

⁴Кроме основной услуги - голосовых переговоров.

⁵В том числе по сложной совокупности условий - в случае занятости номера, когда абонент не отвечает, когда телефон выключен или находится вне зоны действия сети и т.п.

14.2.2 Фаза 2 стандарта GSM

Фаза 2 стандарта была введена в действие в 1993 г. В 1995 г. появилась возможность поддержки фазы 2 сетями диапазона 1900 МГц. Вторая фаза GSM-цифровой стандарт сотовой связи, обеспечивающий ряд новых услуг:

- Определение вызывающего номера - АОН (Calling Line Identification Presentation).
- Анти-АОН (Calling Line Identification).
- Групповой вызов (Multi party).
- Режим конференц-связи - возможность объединения в группу до 5 абонентов и ведения переговоров между всеми членами группы одновременно.
- Создание закрытой группы до 10-ти абонентов, члены которой могут связываться только между собой.
- USSD-запросы, в том числе предоставление биллинговой информации.
- Обслуживание дополнительной линии (Alternative Line Service). Пользователь может приобрести два номера, которые будут приписаны к одному модулю SIM. В этом случае связь выполняется по двум номерам с отдельным биллингом.
- **Короткие текстовые сообщения (SMS)**. Возможность приема и передачи коротких текстовых сообщений (1 «базовое» сообщение - до 160 знаков (английский алфавит + символы) и до 80 русского алфавита. Возможна пересылка сообщений из нескольких базовых, т.е. практически неограниченных по длине.
- Система голосовой почты (Voice Mail). Пользоваться данной услугой возможно только в том случае, если у абонента активизирована услуга *переадресации вызовов*.

GSM фазы 2 является полностью устаревшим стандартом; производство оборудования для него прекращено с конца 90-х годов. Структура и устройство системы совпадает с GSM фазы 1.

14.2.3 Фаза 2+ стандарта GSM

Следующий этап развития GSM - фаза 2+ - на данный момент находится в своей заключительной стадии. Наиболее характерными для данной стадии являются дополнительные услуги, направленные на низкоскоростную передачу данных:

- HSCSD - High Speed Circuit Switch Data - передача данных посредством коммутации каналов. Теоретический предел пропускной способности - 57600 бит-с при приоритетном занятии всех ресурсов базовой станции.
- GPRS - General Packet Radio Switch Service - сервис пакетной передачи данных. GPRS-соединение совместимо с стеком протоколов TCP-IP и обеспечивает скорость передачи данных до 21,4 кбит-с на один тайм-слот (теоретическая скорость - 171,2 кбит-с при приоритетном занятии всех каналов базовой станции)⁶.
- EDGE - Enhanced Data for Global Evolution. Преимущества данной технологии связаны с использованием методов модуляции большей кратности, позволяющих передавать до 59,2 кбит-с на один тайм-слот и 474 кбит-с при использовании всех 8-ми тайм-слотов.

Также в системах фазы 2+ требуется отметить улучшенное полноскоростное кодирование речи - EFR (Enhanced Full Rate).

14.2.4 Фазы 3 и 3+ стандарта GSM

На фазах 3 и 3+ происходила принципиальная смена так называемого *канального протокола*⁷ и переходом к системам с расширенным спектром в радиоканале с использованием базового технологического (транспортного) ядра служб GSM. Системы с использованием разработок стандарта с КРК - WCDMA - называются UMTS-системами⁸ Для передачи данных

⁶Аппараты, поддерживающие GPRS делятся на классы (максимальный - 10-й), показывающие, сколько тайм-слотов одновременно могут быть выделены аппарату на прием и на передачу данных. Пример класса 10-го: 4 тайм-слота на прием и 2 на передачу.

⁷В англоязычной терминологии - *air protocol* - комплекс технологий, использующихся для передачи данных по радиоканалу.

⁸UMTS - Universal Mobile Telecommunications System - универсальная система мобильной связи.

в прямом канале используется технология HSDPA⁹, обеспечивающая скорость передачи на теоретическом уровне не менее 14 Мбит-с; в обратном канале - HSUPA¹⁰ - до 5,8 Мбит-с. На настоящий момент также используются расширенные версии данных стандартов с увеличенной в 2 раза производительностью - HSDPA+ и HSUPA+.

14.2.5 Обобщенная топология GSM-сетей

Топология построения GSM типична для произвольных сетей класса WMAN и является одной из наиболее раскрытых в профессиональной литературе. В сетях GSM базовыми элементами являются следующие:

- 1 MS¹¹ - мобильная станция с SIM-картой - модулем идентификации абонента.
- 2 BS¹² - базовая станция.
- 3 BSS¹³ - подсистема базовых станций.
- 4 TRAU¹⁴ - модуль, осуществляющий компрессию и распределение группового трафика.
- 5 BSC¹⁵ - контроллер базовых станций.
- 6 MSC¹⁶ - центральный коммутатор услуг мобильного доступа.
- 7 HLR¹⁷ - т.н. домашний регистр (база данных домашнего региона).
- 8 VLR¹⁸ - регистр визитеров (база данных пользователей из удаленных регионов).

⁹High-Speed Downlink Packet Access - служба высокоскоростной пакетной передачи данных по нисходящему каналу связи.

¹⁰High-Speed Uplink Packet Access - служба высокоскоростной пакетной передачи данных по нисходящему каналу связи.

¹¹Mobile Station.

¹²Base Station.

¹³Base Station Subsystem.

¹⁴Transcoding Rate and Adaptation Unit.

¹⁵Base Station Controller.

¹⁶Mobile Services Switching Center.

¹⁷Home Location Register.

¹⁸Visitor Location Register.

9 EIR¹⁹ - регистр оборудования (база данных оборудования).

10 AUC²⁰ - центр аутентификации.

11 OMC²¹ - центр обслуживания и поддержки работоспособности сети.

Обобщенная сеть GSM, состоящая из данных структурных блоков, обозначается аббревиатурой PLMN²² - сеть наземной мобильной связи общего пользования. На рис. ниже изображена общая архитектура PLMN.

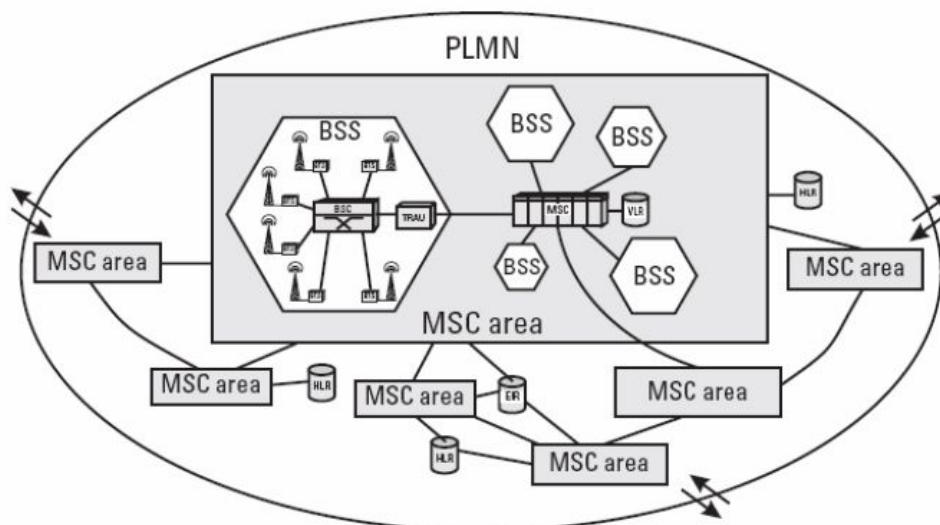


Рис. 14.1: Архитектура мобильной наземной сети общего пользования

14.3 Сравнение сетей связи стандарта WMAN

Сети WMAN в своем развитии шли всеми возможными путями; при этом, например, сети GSM поколения 3G+ являлись историческим развитием исходного сервиса передачи голосовой информации; системы WiMAX изначально предлагались для передачи данных и лишь потом голосовой информации; сети LTE разрабатывались как принципиально новый тип систем связи, использующий все современные наработки в области передачи и обработки информации. В следующей таблице приведен краткий сравнительный анализ различных сетей связи стандарта WMAN.

¹⁹Equipment Identity Register.

²⁰Authentication Center.

²¹Operation and Maintenance Center.

²²Public Land Mobile Network.

Comparison of Mobile Internet Access methods

Standard	Family	Primary Use	Radio Tech	Downlink (Mbit/s)	Uplink (Mbit/s)	Notes
LTE	UMTS/4GSM	General 4G	OFDMA/MIMO/SC-FDMA	360	80	LTE-Advanced update expected to offer peak rates of at least 1 Gbit/s fixed speeds and 100 Mbit/s to mobile users.
WiMAX	802.16e	Mobile Internet	MIMO-SOFDMA	144	35	WiMAX update IEEE 802.16m expected offer up to 1 Gbit/s fixed speeds.
Flash-OFDM	Flash-OFDM	Mobile Internet mobility up to 200mph (350km/h)	Flash-OFDM	5.3 10.6 15.9	1.8 3.6 5.4	Mobile range 18miles (30km) extended range 34 miles (55km)
HIPERMAN	HIPERMAN	Mobile Internet	OFDM	56.9	56.9	
Wi-Fi	802.11 (11n)	Mobile Internet	OFDM/MIMO	288.9 (Supports 600Mbps @ 40MHz channel width)		Antenna, RF front end enhancements and minor protocol timer tweaks have helped deploy long range P2P networks compromising on radial coverage, throughput and/or spectra efficiency (310km & 382km).
iBurst	802.20	Mobile Internet	HC-SDMA/TDD/MIMO	95	36	Cell Radius: 3–12 km Speed: 250kmph Spectral Efficiency: 13 bits/s/Hz/cell Spectrum Reuse Factor: "1"
EDGE Evolution	GSM	Mobile Internet	TDMA/FDD	1.9	0.9	3GPP Release 7
UMTS W-CDMA HSDPA+HSUPA HSPA+	UMTS/3GSM	General 3G	CDMA/FDD CDMA/FDD/MIMO	0.384 14.4 56	0.384 5.76 22	HSDPA widely deployed. Typical downlink rates today 2 Mbit/s, ~200 kbit/s uplink; HSPA+ downlink up to 56 Mbit/s.
UMTS-TDD	UMTS/3GSM	Mobile Internet	CDMA/TDD	16	16	Reported speeds according to IPWireless using 16QAM modulation similar to HSDPA+HSUPA
1xRTT	CDMA2000	Mobile phone	CDMA	0.144	0.144	Succeeded by EV-DO
EV-DO 1x Rev. 0 EV-DO 1x Rev.A EV-DO Rev.B	CDMA2000	Mobile Internet	CDMA/FDD	2.45 3.1 4.9xN	0.15 1.8 1.8xN	Rev B note: N is the number of 1.25 MHz chunks of spectrum used Not yet deployed.

Рис. 14.2: Сравнительный анализ различных сетей WMAN

Лекция 15

Современные АССиПД класса WLAN и WBAN

15.1 АССиПД класса WLAN

Впервые рабочая группа по разработке стандартов WLAN - беспроводных сетей, предназначенных для замены традиционных локальных сетей - была сформирована в комитете IEEE¹ в 1990 году и получила индекс 802.11. Первая спецификация была ратифицирована группой 802.11 в 1997 году - в данной спецификации были опубликованы фундаментальные принципы сигнализации и беспроводной передачи данных; скорость передачи данных была ограничена 1-2 Мбод.

Что же такое WiFi²? WiFi - это группа стандартов на оборудование, образованная на базе стека спецификаций IEEE 802.11³. WiFi - это также и торговая марка, принадлежащая так называемому Альянсу Wi-Fi (Wi-Fi Alliance) - совместной компании крупнейших игроков на рынке телекоммуникаций: IBM, Compaq, Nokia, Samsung, Lucent и др.

15.1.1 Основные особенности и поколения сетей WiFi

Благодаря изначальной направленности на максимальную совместимость с существующей LAN-инфраструктурой, Wi-Fi сети имеют ряд уни-

¹IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers - Институт инженеров по электротехнике и радиоэлектронике, наиболее крупная некоммерческая ассоциация специалистов в области электротехники; мировой лидер в области разработки стандартов по радиоэлектронике и электротехнике. Ведет свою историю с 1884 года; объединяет более 372000 официальных членов IEEE (IEEE members), выплачивающих регулярные членские взносы.

²WiFi - Wireless Fidelity (по аналогии с аббревиатурой HiFi) - точная беспроводная передача данных.

³Далее по тексту IEEE 802.11 и WiFi упоминаются как синонимы, за исключением специально отмеченных оговорок.

кальных особенностей, связанных с симбиозом проводной и беспроводной идеологий:

- Совместимость оконечных соединений с традиционными LAN.
- Возможность нелицензированного развертывания⁴ в большинстве стран мира.
- Обеспечение высокой пропускной способности (в последнем черновике стандарта - 802.11ac - теоретической скорости до 500 Мбит/с на одном канале).
- Легкость развертывания и поддержание низких цен на оборудование.
- Возможность построения децентрализованных сетей связи различных масштабов.
- Обеспечение дополнительных сервисов, как например, сервиса определения местоположения.

Так же, как и для сетей WMAN, для WLAN и, в частности, для WiFi насчитывают несколько поколений развития - на данный момент разворачивается поколение 4+:

1-е поколение WLAN (WLAN-1G - 802.11) - с 1997 г.:

- Работа с ПК и фиксированными локальными сетями (LAN).
- Поддержка соединений типа «мост».
- Поддержка роуминга между точками доступа.

⁴Данная особенность связана с использованием частот, мощностей излучения и принципов организации связи, разрешенных для нелицензированной работы в большинстве стран. Так, в РФ использование WiFi без разрешения на использование частот от Государственной комиссии по радиочастотам (ГКРЧ) возможно для организации сети внутри зданий, закрытых складских помещений и производственных территорий в диапазоне частот 2400-2483,5 МГц с мощностью излучения до 100 мВт.

2-е поколение WLAN (WLAN-2G - 802.11b) - с 1998 г.

- Поддержка более высоких скоростей передачи данных - до 10 Мбит-с.
- Более адекватные режимы энергосбережения, оптимизация стратегий управления сетью и ее разворачивания.

3-е поколение WLAN (WLAN-3G - 802.11a-g) - с 2000 г.

- Поддержка сопоставимых с LAN скоростей передачи данных - до 100 Мбит-с.
- Минимизация размеров антенн и приемо-передающих устройств.
- Увеличенная чувствительность приемников (дальность приема).

4-е поколение WLAN (WLAN-4G и 4G+ - 802.11n-ac) - с 2007-2012 г.

- Поддержка высоких скоростей передачи данных - до нескольких сотен Мбит-с.
- Поддержка видов модуляции высокой кратности.
- Поддержка технологий MIMO, OFDM и динамического распределения радиоресурса.

5-е поколение WLAN (WLAN-5G - 802.11ad - WiGig) - с 2013+ г.

- Поддержка очень высоких скоростей передачи данных - до нескольких Гбит-с.
- Поддержка наиболее современных способов управления радиоресурсом.
- Поддержка наиболее современных технологий передачи данных.

В следующей таблице приведены сравнительные характеристики сетей связи WiFi различных поколений.

Standard	Year	Band	Bandwidth	Modulation	Antenna Technology	Data Rate
802.11b	1999	2.4 GHz	20 MHz	CCK	—	11 Mb/s
802.11a	1999	5 GHz	20 MHz	OFDM	—	54 Mb/s
802.11g	2003	2.4 GHz	20 MHz	CCK, OFDM	—	54 Mb/s
802.11n	2009	2.4 GHz, 5 GHz	20 MHz, 40 MHz	OFDM (up to 64-QAM)	MIMO with up to four spatial streams, beamforming	600 Mb/s
802.11ac	—	5 GHz	40 MHz, 80 MHz, 160 MHz	OFDM (up to 256-QAM)	MIMO, MU-MIMO with up to eight spatial streams, beamforming	6.93 Gb/s
802.11ad (WiGig)	—	2.4 GHz, 5 GHz, 60 GHz	2.16 GHz	SC/OFDM	Beamforming	6.76 Gb/s

Рис. 15.1: Сравнительные характеристики различных поколений WiFi

15.1.2 Сенсорные сети WLAN - IEEE 802.15.4 (ZigBee)

Перед рабочей группой 802.15.4 была поставлена задача разработать сети охвата WLAN, предназначенные для передачи данных с различных датчиков и условием, чтобы устройства могли работать, буквально, годами от одного источника питания. При этом скорость вовсе не являлась критичным показателем.

Первой (и наиболее распространенной на сегодняшний день) системой подобного рода явилась ZigBee - технология, опубликованная в 802.15.4-2006. ZigBee-сети относительно оригинальны по своей структуре - в них присутствуют три типа устройств - координирующий элемент сети - координатор; точки доступа-маршрутизаторы и конечные устройства. Устройства стандарта ZigBee работают в полосе частот 2,4 ГГц; устройства используют различные технологии расширения спектра; тип доступа в сеть - конкурентный.

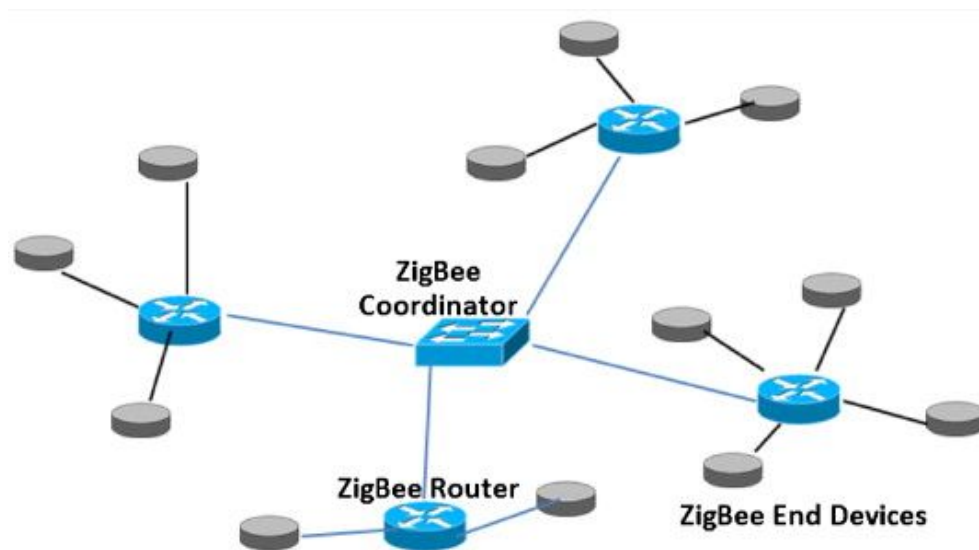


Рис. 15.2: Архитектура сетей WLAN стандарта ZigBee

В данном стандарте минимизировано энергопотребление (от двух пальчиковых батареек оконечное устройство должно работать до нескольких лет), минимальна так же и скорость передачи данных - до 256 кбит-с. Основные области применения - технологии «умного дома» (интеллектуальное управление светом, сетями беспроводных датчиков и т.д.), мониторинг различного рода, технологии определения местоположения, системы удаленных платежей и другие специфичные сервисы.

15.2 Сети WPAN и WBAN

15.2.1 Сети WPAN-802.15.1 - группа стандартов Bluetooth

В группе IEEE 802.15.1 рассматриваются задачи обеспечения связи и передачи данных на расстояние в несколько десятков метров. Наиболее популярной и развитой группой стандартов такого типа на сегодняшний день является группа стандартов Bluetooth⁵, обеспечивающей соединение нескольких устройств со скоростью до нескольких Мбит-с в полосе частот 2400-2483,5 МГц.

Это интересно - группа стандартов Bluetooth единственная из распространенных коммерческих стандартов передачи данных реализу-

⁵По устному преданию создателей стандарта - названная на конференции, проходящей в Копенгагене в честь короля Дании Гаральда Синезубого.

ет технологию расширения спектра с использованием быстрого пере-
скока частоты.

На сегодняшний день насчитывается четыре основных поколения данной группы стандартов:

- Bluetooth 1.2 (принят в 2002 г.) - стабильная скорость передачи на расстояние до 10-100 м. со скоростью до 80-100 кбит-с на каждое устройство (пропускная способность радиоканала - 1 Мбит-с.
- Bluetooth 2.0 (принят в 2004 г.) - стабильная скорость передачи на расстояние до 10-100 м. со скоростью до 100-500 кбит-с на каждое устройство (пропускная способность радиоканала - 3 Мбит-с.
- Bluetooth 3.0 (принят в 2009 г.)- скорость передачи данных на каж-
дое устройство до нескольких Мбит-с. Основные принципы органи-
зации радиоканала взяты из группы стандартов IEEE 802.11. Про-
пускная способность радиоканала - 24 Мбит-с.
- Bluetooth 4.0 (принят в 2010 г.) - в данном стандарте минимизирова-
но энергопотребление оконечных приемо-передающих модулей; пол-
ностью реорганизованы процедуры установления соединения, раз-
вертывания сети, логики работы сети и пр.

Все взаимодействие устройств Bluetooth с сетью основывается на т.н. по-
нятии *профилей*, определяющих возможный функционал пользователь-
ских устройств. Пример наиболее популярных профилей:

- Моно-аудиосоединение.
- Stereo-аудиосоединение.
- Передача данных с устройства на устройство.
- Передача данных на печать и-или факс.
- Низкоскоростная передача видео и пр.

15.2.2 Сети WBAN - IEEE 802.15.6

Сетям WBAN, обеспечивающим передачу данных в пределах чело-
веческого тела (десятков сантиметров - 2-3-х метров) посвящена деятель-
ность группы IEEE 802.15.6. Несмотря на деятельность данной группы,

сети подобного типа являются в большей степени проприетарными - наиболее распространенные - это стандарт ANT (разработчик - Garmin), NFC⁶ (разработчик - Nokia). К сетям WBAN также возможно отнести устройства Bluetooth 4.0 с сверхмалым энергопотреблением. В следующей таблице приведены сравнительные характеристики различных систем WBAN.

Wireless Standard	Frequency Band (MHz)	Modulation Technique	Supported Security	Data Rates (kbps)	Range (meters)	Supported Nodes	Peak Current (mA)	Battery Life (up to)
Sensium	868/915 ¹	FSK/GFSK	Chip ID ²	50	10	8+1	4	1 year
ANT+	2400	GFSK	AES RM ³	250-1000	10	65000+1	17	3 years
BodyLAN	2400	DOC	None	32-1000	10	127+1	15	1 years
Z-Wave	868.42-921.42	GFSK	None	9.6-40	30	232	23	2 years
Bluetooth	2400	GFSK	AES/ECC	0.1-24	1-100	7+1	40	5-10 days
BT-LE	2400	GMSK	AES/ECC	1	1-10	Unlimited	15	1 year
ZigBee	868/915/2400	OQPSK	AES/ECC	20-250	1-100	65000	20	3 years
NFC	13.56 ⁴	ASK	Int/auth	424	0.1	1+1	5 (active)	5 days

¹ Center frequencies.
² Offers Unique Chip ID, Forward Error Correction (FEC), Cyclic Redundancy Check (CRC), Streamer no encryption provided.
³ RM: Roadmap.

Рис. 15.3: Сравнительные характеристики различных систем WBAN

Большинство вышеупомянутых систем связи работают в полосе частот 2,4 ГГц и не требуют предварительного лицензирования при осуществлении радиовещания.

⁶NFC - Near-Field Communication - передача данных в ближнем радиусе действия.

Список литературы

- 1 *Чикрин Д.Е.* Проектирование систем связи. Курс лекций. Казань: КГТУ им. А.Н. Туполева, 2008. - 214 с.
- 2 *Васильев И.Н.* Беспроводные системы передачи данных - спутниковая связь. Санкт-Петербург: СПбГЭТУ "ЛЭТИ 2008. - 39 с.
- 3 *Печаткин А.В.* Системы мобильной связи - ч.1: Принципы организации, функционирования и частотного планирования систем мобильной связи. Рыбинск: РГАТА, 2008. - 122 с.
- 4 *Скляр. Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: изд. дом Вильямс, 2003. - 1104 с.
- 5 Comparisons of Conventional and Trunked Systems. PSWN, 1999. - 68 с.
- 6 *B.G. Lee, W. Kim* - Integration broadband networks: TCP/IP, ATM, SDH/SONET and WDM/Optics. Norwood: Artech House, Inc, 2002. 583 с.
- 7 *E. Liu* Multiple Access Methods. Helsinki: Helsinki University of Technology, 2004: 32 с.
- 8 *J. Kurki* GSM System Essentials - Capacity planning. 2006: 45 с.
- 9 *R. Stuhlfauth* GSM Network Structure and Network Planning - diploma. Rohde & Schwarz; Training Centre: 23 с.
- 10 *S. Aalto* Teletraffic theory (for beginners). Helsinki: Helsinki University of Technology, 2000: 22 с.
- 11 *B. Cooper, D.P. Heyman* Teletraffic Theory and Engineering. 28 с.
- 12 *Р. Гершман* Методы расчета абонентской нагрузки (эл. источник).
- 13 Англоязычная Википедия: *en.wikipedia.org*
- 14 Русскоязычная Википедия: *ru.wikipedia.org*