

Министерство образования и науки Украины

Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова

---

Кафедра технической электродинамики и систем радиосвязи

Э.А. Сукачѐв

# Сотовые сети радиосвязи с подвижными объектами

Учебное пособие

Одесса, 2013

**ББК 32.884.1**  
**УДК 621.396.93**  
**С89**

**Рецензенты:**

д-р техн. наук, проф. В.В. Поповский (ХНУРЭ);

д-р техн. наук, проф. М.Б. Проценко (ОНАС).

**Сукачев Э.А.**

С89      Сотовые сети радиосвязи с подвижными объектами: учеб. пособ.  
/Сукачев Э.А. – [3-е изд., перераб. и дополн.]. – Одесса: ОНАС им.  
А.С. Попова, 2013. – 256 с.

**ISBN 978-617-582-010-0**

Излагаются принципы построения и функционирования сетей связи с подвижными объектами при использовании сотовой структуры зоны покрытия. Рассматриваются основы организации многостанционного доступа с различными видами разделения сигналов. Приводятся технические характеристики цифровых стандартов систем подвижной радиосвязи, получивших широкое признание в мировой практике.

Исследуются различные модели распространения радиоволн вблизи поверхности земли, которые используются для расчетов уровня сигнала на входе приемников базовых и мобильных станций. Большое внимание уделяется вопросам анализа внутрисистемных помех и методам их уменьшения. Приводятся расчетные формулы для определения отношения сигнал/помеха в любой точке соты, а также для контроля степени изменения этого отношения при перемещении мобильной станции в пределах соты.

Впервые в систематизированном виде изложены основы геометрии сотовых структур. С позиции теории массового обслуживания рассмотрены элементы проектирования сотовых сетей подвижной радиосвязи.

Теоретический материал иллюстрируется большим количеством числовых примеров.

При подготовке данного пособия основное внимание было направлено на доступность представления разнообразного и сложного материала.

Учебное пособие предназначено для студентов старших курсов, аспирантов и специалистов в области проектирования, разворачивания и тестирования сотовых сетей радиосвязи с подвижными объектами.

Утверждено методическим советом ОНАС им. А.С. Попова  
Протокол № 3/14 от 9 апреля 2013 г.

**ББК 32.884.1**  
**УДК 621.396.93**

**ISBN 978-617-582-010-0**

© Сукачев Э.А., 2013

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>Предисловие .....</b>	<b>6</b>
<b>Введение .....</b>	<b>8</b>
<b>Глава 1. Основы организации сотовых сетей подвижной радиосвязи .....</b>	<b>10</b>
1.1. Роль сотовой структуры в повышении эффективности использования частотного ресурса.....	10
1.2. Функциональная схема системы связи с подвижными объектами...	12
1.3. Алгоритмы функционирования подсистем сотовой сети.....	14
1.4. Методы организации многостанционного доступа к ресурсам сети подвижной радиосвязи .....	18
1.5. Семиуровневая модель взаимодействия открытых систем .....	23
<b>Глава 2. Цифровые системы сотовой подвижной радиосвязи с МДВР 27</b>	
2.1. Технические характеристики основных стандартов мобильной радиосвязи МДВР.....	27
2.2. Структура временных кадров в стандарте GSM.....	29
2.3. Организация физических и логических каналов в стандарте GSM.	34
2.4. Кодирование речевых сигналов в мобильных системах радиосвязи.	38
2.5. Кодирование речи в стандарте GSM.....	41
2.6. Канальное кодирование в стандарте GSM .....	45
2.7. Перемежение и формирование TDMA-кадра.....	47
<b>Глава 3. Методы модуляции в цифровых системах мобильной радиосвязи.....</b>	<b>50</b>
3.1. Общие сведения о спектрально-эффективных методах модуляции	50
3.2. <i>M</i> -ичные системы фазовой модуляции .....	63
3.3. Вероятность ошибки в <i>M</i> -ичных системах фазовой модуляции .....	67
3.4. Особенности систем передачи с квадратурной модуляцией.....	70
3.5. $\pi/4$ -квадратурная относительная фазовая модуляция .....	74
3.6. Частотная модуляция с минимальным сдвигом MSK.....	80
3.7. Гауссовская частотная модуляция с минимальным сдвигом GMSK	87
<b>Глава 4. Особенности использования принципов МДКР в сотовых сетях подвижной радиосвязи .....</b>	<b>91</b>
4.1. Системы связи с ортогональными сигналами .....	91
4.2. Корреляционный анализ сигналов .....	95
4.3. Кодовые последовательности и их корреляционные свойства .....	102
4.4. Прямое расширение спектра цифрового сигнала .....	105
4.5. Технология RAKE как метод борьбы с многолучевостью .....	111
4.6. Основные технические характеристики стандарта cdmaOne .....	113

4.6.1. Структура прямого канала (downlink) .....	115
4.6.2. Структура обратного канала (uplink) .....	121
4.7. Расчет числа пользователей в ССПР с кодовым разделением каналов .....	125
<b>Глава 5. Геометрия сотовых структур.....</b>	<b>129</b>
5.1. Косоугольная система координат.....	129
5.2. Взаимосвязь прямоугольной и косоугольной систем координат ....	131
5.3. Понятие защитного интервала в сотовых сетях.....	133
5.4. Уравнение прямой линии в косоугольной системе координат .....	136
5.5. Аналитическое описание траектории подвижного объекта в косоугольной системе координат .....	138
5.6. Построение фрагментов плоской регулярной гексагональной решетки.....	140
<b>Глава 6. Особенности распространения радиоволн при связи     с подвижными объектами .....</b>	<b>145</b>
6.1. Распространение радиоволн в свободном пространстве .....	145
6.2. Первое уравнение передачи .....	147
6.3. Распространение радиоволн с учетом влияния земли. Двухлучевая модель .....	150
6.4. Расчет мощности сигнала на входе приемника .....	155
6.5. Эмпирические формулы для расчета уровня сигнала .....	157
<b>Глава 7. Распространение радиоволн в условиях городской застройки</b>	
7.1. Медленные и быстрые замирания на трассе .....	160
7.2. Статистические характеристики медленных замираний .....	163
7.3. Статистические характеристики быстрых замираний .....	170
7.4. Определение радиуса зоны уверенного приема.....	174
<b>Глава 8. Антенны базовых станций сотовой сети .....</b>	<b>177</b>
8.1. Основные типы антенн .....	177
8.2. Линейные антенные решетки с равноамплитудным и синфазным возбуждением.....	181
8.3. Линейные антенные решетки с равноамплитудным возбуждением и линейным изменением фазы .....	186
8.4. Плоская антенная решетка .....	187
8.5. Плоская антенная решетка с направленными излучателями .....	190
<b>Глава 9. Внутрисистемные помехи в сотовых сетях мобильной связи</b>	<b>198</b>
9.1. Взаимные помехи на совпадающих частотах .....	198
9.2. Расчет отношения сигнал/помеха на входе приемника МС при использовании двухлучевой модели распространения радиоволн .....	200

9.3. Динамика помеховой обстановки при движении МС в пределах соты .....	203
9.4. Расчет внутрисистемных помех при использовании модели Окамуры-Хаты.....	206
9.5. Влияние характеристик антенны БС на энергетический потенциал нисходящей линии .....	207
<b>Глава 10. Элементы проектирования сотовых сетей подвижной радиосвязи .....</b>	<b>214</b>
10.1. Сеть подвижной радиосвязи как система массового обслуживания.....	214
10.2. Модель системы сотовой связи с отказами .....	218
10.3. Расчет интенсивности нагрузки в зоне обслуживания.....	221
10.4. Эффективность сотовых сетей подвижной радиосвязи .....	223
10.5. Влияние секторизации сот на эффективность системы .....	226
<b>Заключение .....</b>	<b>232</b>
<b>ЛИТЕРАТУРА .....</b>	<b>233</b>
<b>ПРИЛОЖЕНИЕ А. Список распространенных аббревиатур в области техники связи .....</b>	<b>235</b>
<b>ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Таблицы вероятностей потерь на полном доступном пучке линий.....</b>	<b>246</b>
<b>ПРИЛОЖЕНИЕ В. Таблица <math>Q</math>-функции .....</b>	<b>250</b>

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Среди знаменательных событий, сформировавших социальный и культурный облик цивилизованного сообщества конца двадцатого столетия, следует назвать создание глобальной сети Интернет и возникновение массового сервиса в области мобильных телекоммуникаций. В мировой печати появилось огромное количество публикаций, связанных с исследованием новых теоретических и практических проблем, которых раньше просто не существовало. В учебные программы высших учебных заведений вводятся многочисленные дисциплины, отражающие такие направления, как проектирование систем мобильной связи, повышение эффективности сотовых сетей, защита информации и др.

Настоящее пособие касается вопросов организации радиосвязи с подвижными объектами и основывается на материале лекций, читаемых в течение последних двадцати лет в Одесской национальной академии связи им. А.С. Попова. Пособие представляет собой 3-е издание, значительно переработанное и расширенное с учетом достижений в области мобильных систем общепринятых стандартов. Книга состоит из десяти глав.

В главе 1 вводятся основные понятия систем мобильной связи и определяются те подсистемы и методы обработки сигналов на мобильных и базовых станциях, которые будут подробно рассмотрены в последующих главах. Подчеркивается решающая роль сотовой топологии для зоны обслуживания мобильных абонентов. Делаются некоторые основополагающие представления, касающиеся алгоритмов функционирования подсистем сотовой сети. Приводится краткий анализ методов организации многостанционного доступа к ресурсам сети.

В главе 2 излагаются принципы построения мобильных систем с временным разделением абонентских каналов. На примере стандарта GSM раскрывается структура временных кадров, особенности образования логических и физических каналов. С общих позиций рассматриваются принципы вокодерной связи, кодирование источника, канальное кодирование и перемежение в процессе формирования TDMA-кадра.

Глава 3 посвящена методам модуляции в цифровых системах мобильной радиосвязи существующих стандартов. Особое внимание уделяется разновидностям квадратурных методов фазовой модуляции и расчету вероятностей битовой и символьной ошибки. Завершается глава исследованием гауссовской частотной модуляции с минимальным сдвигом, которая применяется в передатчиках стандарта GSM.

В главе 4 рассматриваются принципы построения сотовой мобильной радиосвязи на основе многостанционного доступа с кодовым разделением каналов. Глава знакомит читателя с кодами Баркера, ансамблем ортогональных функций Уолша и с основами корреляционного анализа детерминированных сигналов. Подробно анализируются режимы работы приемопере-

дающего оборудования стандарта cdmaOne и демонстрируется процедура расширения и сжатия спектра цифрового сигнала.

В главе 5 вводится понятие плоской регулярной гексагональной решетки, с которой связывается косоугольная (аффинная) система координат. Показаны преимущества использования нормированной системы координат для изучения свойств сотовой топологии. Определяется понятие расстояния в косоугольной системе координат и приводятся соотношения для аналитического описания траектории движения мобильной станции в пределах соты. Предлагаются программы в среде MATLAB для графического отображения фрагментов сотовой структуры с произвольным количеством кластеров заданной размерности.

В главах 6 и 7 обсуждаются различные модели распространения радиоволн, которые используются при расчете энергетического потенциала в наземных сетях сотовой мобильной радиосвязи. Анализируются статистические характеристики быстрых и медленных замираний на трассе и выясняется их влияние на размеры зоны уверенного приема.

В главе 8 описываются особенности антенн базовых станций как панельных антенных решеток. Рассматриваются способы возбуждения элементарных излучателей в решетке и методы расчета диаграммы направленности многоэлементных секторных антенн.

В главе 9 рассматриваются методы учета внутрисистемных помех и контроля помеховой обстановки при движении мобильной станции по заданной траектории в пределах соты. Приводятся формулы для расчета отношения сигнал/помеха для различных моделей распространения радиоволн.

В главе 10 предлагаются элементы проектирования сотовых сетей подвижной радиосвязи с позиции теории массового обслуживания. Приводятся примеры учета влияния секторизации сот на эффективность сети.

Все рассмотренные в перечисленных главах вопросы доведены до расчетного уровня. Составлены модели и программы расчетов в среде MATLAB, которые можно развивать и совершенствовать. Таким образом, этот материал можно непосредственно использовать в дипломных и магистерских работах, а также в научных исследованиях.

Легко заметить, что все затронутые в пособии вопросы так или иначе связаны с направлением, которое принято называть радиоинтерфейсом. Естественно, что проблема мобильной связи слишком широка, чтобы ее можно было раскрыть достаточно полно в одном пособии. Поэтому одни аспекты оказались слабо освещены, другие же вообще не были упомянуты. К последним относятся: частотно-территориальное планирование сети связи, эволюция перехода от GSM к многостанционному доступу UMTS, иерархическая структура и взаимодействие протоколов, процедуры установления исходящих и входящих вызовов и др.

Мы полагаем, что читатель сможет найти ответы на интересующие его вопросы, воспользовавшись многочисленными монографиями и учебниками, краткий перечень которых приведен в списке литературы.

## ВВЕДЕНИЕ

Широкое использование радиосвязи с подвижными объектами стало характерной чертой современного мира. По свидетельству аналитиков, не так далеко то время, когда абоненты начнут отказываться от стационарных телекоммуникационных сетей.

Всесторонние исследования в рамках эксплуатации существующих сотовых сетей за последнее десятилетие позволили установить ряд важных обстоятельств.

Было отмечено, что системы стандарта GSM с временным разделением каналов хорошо себя зарекомендовали и пока являются самой распространенной системой в Европе. В США также имеется модификация этой системы. Сторонники этого стандарта подчеркивают хорошее качество речи, уверенную работу в сложных метеословиях, в обстановке многолучевых замираний и относительно небольших значений отношения сигнал/помеха. Умеренные эксплуатационные расходы позволяют операторам получать уверенную прибыль.

Конкурирующей технологией в борьбе за господство на рынке мобильных услуг является система с кодовым разделением каналов. Эта система основывается на уникальных теоретических принципах, перспективы которых еще до конца не раскрыты. Апологеты этой технологии утверждают, что кодовое разделение обеспечивает оптимальное использование частотно-временного ресурса, минимальный расход энергии аккумуляторов терминалов, максимальную конфиденциальность и скрытность передачи информации, повышенную устойчивость к многолучевым замираниям и многое другое.

Развитие мобильного Интернета потребовало многократного повышения скорости передачи данных. В результате появился мобильный WiMAX на основе стандарта IEEE 802.16e. Характеристики стандарта WiMAX предполагают взаимодействие мобильных и широкополосных проводных систем, включая цифровые абонентские линии, использующие технологии xDSL. В системе мобильного WiMAX в основу радиointерфейса положен принцип ортогонального многостанционного доступа с частотным разделением каналов – OFDMA, который значительно отличается от тех режимов работы, которые приняты в первых двух технологиях. Кроме того, здесь применяются MIMO антенны в сочетании с гибкими схемами каналообразования, усовершенствованными методами кодирования и модуляции. Технология мобильного WiMAX может поддерживать скорость цифрового потока до 63 Мбит/с по направлению «вниз» и скорость до 28 Мбит/с – «вверх».

Еще одна перспективная сетевая разработка известна по аббревиатуре LTE. Стандарт LTE представляет собой значительный скачок в оптимизированных сотовых беспроводных технологиях. Архитектура сети для LTE значительно упрощается в сравнении со своими предшественниками, потому что LTE является сетью только с коммутацией пакетов. Она не имеет возможностей для обработки голосовых вызовов и текстовых сообщений, по-

сколькo такие возможности не были предусмотрены на стадии разработки стандарта. Такими возможностями обладают сети GSM и cdmaOne. Для передачи речевых сообщений в сетях LTE предусмотрен стандарт VoLTE. К тому же LTE предлагает расширенные возможности для предоставления мобильных услуг, например, качественного мобильного телевидения. В конце ноября 2010 года МСЭ официально признал LTE-Advanced стандартом беспроводной связи четвертого поколения (4G).

Существуют две модификации LTE, отличающиеся схемой организации дуплекса – FDD и TDD. Дефицит частотного ресурса делает актуальной технологию TDD, позволяющую LTE использовать одну и ту же полосу частот, как для приема, так и для передачи данных, а также оптимальным образом загружать канал в случае асимметричных потоков, характерных для доступа в Интернет.

Как показывает тестирование сетей, технология LTE оказалась заметно эффективнее WiMAX, поскольку решает многие проблемы, характерные для последней.

Причина развития обеих высокоскоростных технологий – взрывной рост спроса на смартфоны, планшеты и другие мобильные интернет-устройства, требующие широкополосного доступа в сеть.

На фоне всего вышесказанного продолжается работа над единым мировым сетевым стандартом, которая выражается в появлении многих «промежуточных» стандартов (Interim Standard – IS), что размывает перспективу и делает предсказание окончательных очертаний универсального стандарта трудноразрешимой задачей. Успеху многочисленных интеллектуальных усилий и материальных затрат препятствует конкурентная борьба производителей технологий и оборудования, каждый из которых имеет свой разработанный проект и желает видеть его воплощение в универсальном стандарте.

В конце концов операторы должны перейти на какой-то один стандарт, поскольку эксплуатировать два разных стандарта и параллельные сети неэффективно не только с технической, но и с экономической точки зрения.

Тем не менее, существуют проблемы, одинаково актуальные при любых технологиях и стандартах настоящего и будущего. Речь идет об электромагнитной совместимости различных служб и контроле помеховой обстановки при перемещении подвижных абонентов. Теоретическая разработка этих проблем и была выбрана в качестве основного направления при подборе материала и определении структуры данного пособия.

# ГЛАВА 1

## ОСНОВЫ ОРГАНИЗАЦИИ СОТОВЫХ СЕТЕЙ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ

### 1.1. Роль сотовой структуры в повышении эффективности использования частотного ресурса

История сотовых сетей радиосвязи с подвижными объектами насчитывает немногим более 35 лет. За этот отрезок времени успели смениться несколько поколений мобильных систем, количество и качество услуг связи непрерывно растет и, как показывает жизнь, этот процесс не обнаруживает тенденции к замедлению.

Традиционно история развития сотовых систем включает в себя три поколения:

- первое поколение – аналоговые системы, оставшиеся в далеком прошлом;
- второе поколение – цифровые системы телефонной связи;
- третье поколение – цифровые системы с широким перечнем разносторонних услуг.

Следующие поколения, условно называемые четвертым и пятым, еще не смогли приобрести законченные очертания и получить признанный международный статус.

Все поколения подвижной радиосвязи едины в одном: для построения сети в них используется разделение зоны обслуживания на шестиугольные ячейки (соты). Именно такая структура сети позволила решить проблему экономии радиочастотных каналов за счет многократного использования выделенного частотного ресурса на основе пространственного разнесения приемопередатчиков с совпадающими значениями частот. Другими словами, сотовая топология дала возможность многократно увеличить емкость телекоммуникационных сетей по сравнению с сетями радиальной структуры без ухудшения качества связи и расширения выделенной полосы частот.

Следует отметить, что практическое использование сотовой структуры для разворачивания мобильной радиосвязи стало возможным только после того, как появились технические и программные средства, позволяющие решить три основные проблемы:

- определение текущего местоположения абонентской станции в ячейковой структуре конкретной сети, в пределах города, страны и мирового пространства;
- поддержание непрерывности связи при перемещении абонента из одной ячейки в другую;
- обеспечение тарификации предоставляемых абоненту услуг связи.

Таким образом, основным элементом топологии сети является сота. Следующее структурное образование – *кластер*, представляющий собой со-

вокупность соседних сот, где используются различные рабочие частоты либо различные наборы частот. *Размерность* кластера  $K$  определяется числом входящих в него ячеек. Рис. 1.1 иллюстрирует кластеры различных размерностей.

Кластеры равномерно покрывают всю территорию, где разворачивается сотовая сеть, образуя периодическую структуру.

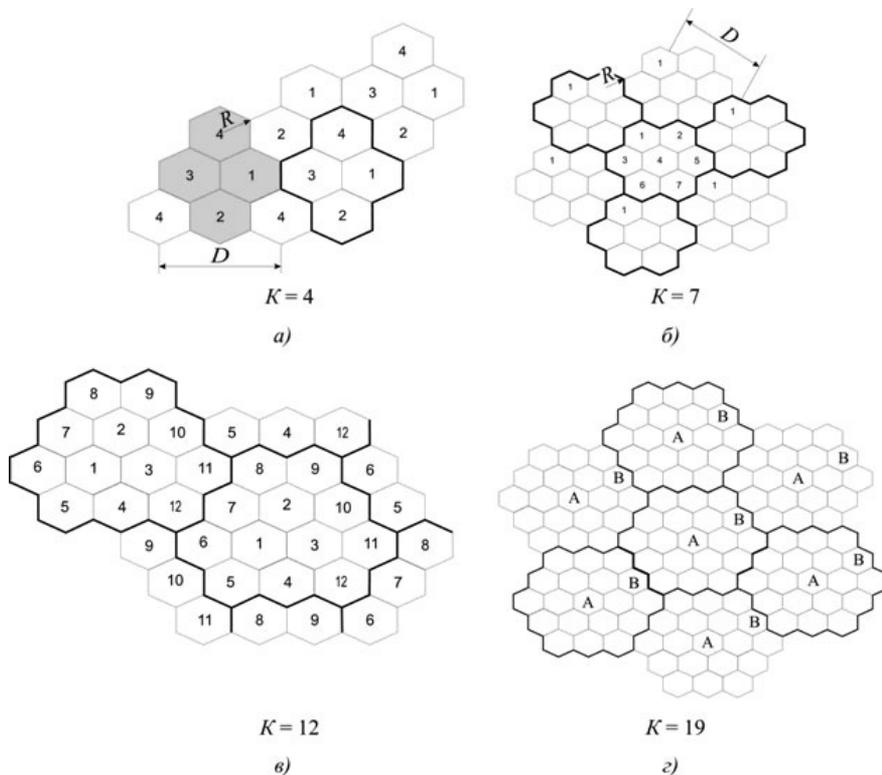


Рис. 1.1. Периодические структуры, порождаемые кластерами

Общее количество каналов, выделенное для конкретной сотовой сети подвижной радиосвязи (ССПР), распределяется между ячейками кластера. В дальнейшем такое распределение повторяется от кластера к кластеру, которые равномерно заполняют всю зону обслуживания. Именно введение кластеров и позволяет организовать множество вариантов повторного использования (frequency reuse) одного и того же множества фиксированных радиочастот. Подробнее эти вопросы обсуждаются в гл. 5.

Естественно, многократное использование одних и тех же рабочих частот в сети неминуемо приводит к возникновению взаимных внутрисистемных помех. К счастью, существуют эффективные методы снижения уровня

этих помех до безопасной величины, когда обеспечивается заданное качество обслуживания абонентов. Методы расчета внутрисистемных помех подробно рассматриваются в гл. 9.

## 1.2. Функциональная схема системы связи с подвижными объектами

Основные элементы сотовой сети подвижной радиосвязи показаны на рис. 1.2.

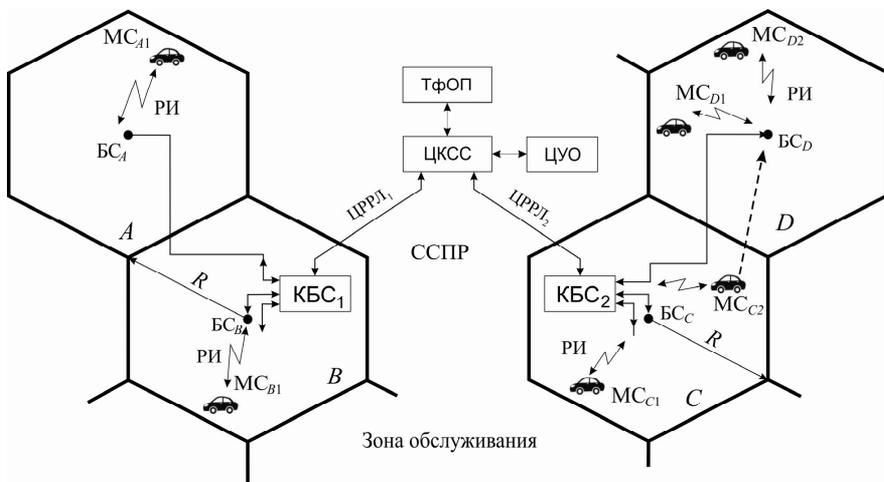


Рис. 1.2. Функциональная схема ССПР

Вся территория обслуживания разделяется на ячейки в виде шестиугольных сот, которые образуют на карте местности плоскую регулярную гексагональную решетку. В каждой соте располагается базовая станция (БС), которая представляет собой стационарное сооружение, укомплектованное приемопередающим оборудованием и антенными системами, расположенными на мачте. На рис. 1.2 базовые станции помещены в центры сот.

Каждая мобильная станция (МС) также представляет собой сложный радиотехнический комплекс, используемый подвижным абонентом.

Следует отметить, что границы той территории, где уровень полезного сигнала от передатчика БС еще обеспечивает заданное качество связи, образует некоторую замкнутую кривую, форма которой зависит от рельефа местности, густоты застройки и погодных условий. Поэтому можно считать, что шестиугольник используется для аппроксимации этой замкнутой кривой.

Каждая БС может обслуживать только те МС, которые в данный момент находятся в подконтрольной соте. Размеры соты зависят от выбранного стандарта ССПР и поверхностной плотности абонентов. Радиус соты обычно

составляет  $R=0,5-35$  км. Число одновременно обслуживаемых абонентов (активных абонентов) зависит от количества каналов, выделенных для данной соты, т.е. от объема оборудования на БС. Правила обмена радиосигналами между БС и МС определяются радиоинтерфейсом (РИ).

Контроллер базовых станций (КБС) или BSC (Base Station Controller) осуществляет управление несколькими БС, каждая из которых обеспечивает связь со своими МС через РИ (рис. 1.2). Один КБС может управлять до 1020 приемопередатчиками, которыми укомплектованы эти базовые станции [18]. Кроме того, КБС производит упаковку информационных пакетов перед отправкой их в центр коммутации сотовой сети (ЦКСС) и распаковку при прохождении информационных блоков в обратном направлении.

Дело в том, что КБС соединяется с ЦКСС посредством цифровой радиорелейной линии (ЦРРЛ), работающей в диапазонах 11, 13, ..., 23 ГГц. Емкость такой линии обычно не превышает 30/32 ОЦК. Каждый ОЦК (основной цифровой канал) пропускает цифровой поток со скоростью 64 кбит/с. Однако в мобильных сетях для цифровизации аналогового речевого сигнала применяются вокодерные системы, где скорость цифрового потока значительно ниже. Например, в стандарте GSM она составляет 13 кбит/с [10].

Для согласования этих потоков в КБС предусмотрен транскодер и адаптер скорости передачи или TRAU (Transcoder and Rate Adaptation Unit). В TRAU к потоку со скоростью передачи 13 кбит/с добавляют дополнительные символы для повышения скорости до 16 кбит/с. Затем четыре таких потока объединяют в один. Процесс добавления символов в цифровые потоки для выравнивания скоростей перед их объединением называется *стаффингом* (stuffing).

Таким образом, в одном ОЦК можно передать речевые сигналы четырех мобильных абонентов. Сверх того, КБС выполняет следующие функции:

- устанавливает соединение между двумя МС, находящимися в одной соте;
- устанавливает соединение между двумя МС, находящимися в зоне действия разных БС, но контролируемых одним и тем же КБС;
- передает обслуживание мобильной станции от одной БС к другой при пересечении этой МС границы между сотами, если обе БС контролируются одним и тем же КБС;
- организует радиоизмерения в радиотракте для оперативной регулировки выходной мощности передатчиков БС и МС.

Центр коммутации сотовой сети (ЦКСС) обслуживает группу сот в сети и обеспечивает все виды соединений, в которых нуждается находящаяся в одной из сот мобильная станция. Как правило, это соединения мобильных абонентов друг с другом, если только это не является обязанностью КБС, а также соединения мобильных абонентов с абонентами телефонной сети общего пользования (ТфОП) и др.

Центральным элементом ССПР является центр управления и обслуживания (ЦУО) или ОМС (Operations and Maintenance Center), который обеспе-

чивает управление всеми элементами системы, а также осуществляет контроль качества функционирования сети в целом.

Таким образом, в приведенной на рис. 1.2 функциональной схеме можно условно выделить четыре основных компонента – ЦУО и три подсистемы:

- подсистема мобильных станций или MSS (Mobile Station Subsystem);
- подсистема базовых станций или BSS (Base Station Subsystem);
- подсистема коммутации или SSS (Switching Subsystem).

В подсистему базовых станций входят базовые приемопередающие станции и контроллеры базовых станций. Функциональное сопряжение (взаимодействие) всех подсистем осуществляется рядом интерфейсов.

### **1.3 Алгоритмы функционирования подсистем сотовой сети**

Центр коммутации ЦКСС и базовые станции БС работают круглосуточно и непрерывно. Организовать такой режим работы удается благодаря применению 100% резервирования всего оборудования. При аварии, неисправности или выполнении профилактических работ основные блоки отключаются, и работоспособность сети сохраняется за счет переключения на резервный комплект. После устранения нештатной ситуации снова включается основное оборудование.

В работе мобильных станций перерывы и отключения неизбежны.

Алгоритмы функционирования систем сотовой мобильной связи различных стандартов в основном совпадают и отличаются только в отдельных деталях. Рассмотрим работу мобильной станции, когда она не покидает пределов своей соты. В этом случае принято различать четыре режима работы МС: включение и инициализация; режим ожидания; режим установления связи; сеанс связи.

1. После включения источника питания мобильной станции активизируется приемо-передающее оборудование и начинает свою работу логический блок или CPU (Center Processing Unit), в состав которого входит сигнальный процессор вместе с оперативной и постоянной памятью. Логический блок является фактически мозговым центром каждой МС. В первые мгновения после включения МС «не знает», в какой соте сети она находится. Более того, она «не знает» находится ли в данный момент на территории «своей» ССПР или же оказалась в зоне действия другой ССПР, между которыми, однако, существует соглашение о роуминговом обслуживании абонентов.

Подчиняясь программе, записанной в запоминающем устройстве, логический блок посылает ряд команд в различные устройства мобильного телефона. В результате этого начинается процесс сканирования мобильной станцией всех радиоканалов, закрепленных за ССПР. Это означает, что приемник и передатчик МС последовательно настраиваются на заданные фиксированные частоты. Приемник МС принимает сигналы от всех базовых станций сети и измеряет уровень мощности в каждом канале. В сигналах базовых станций содержатся блоки служебной информации, где, в частности, указывается

сетевой номер каждой БС. Логический блок выбирает БС с максимальным уровнем сигнала и прекращает процесс сканирования. Номер этой БС позволяет определить местоположение МС, о чем сообщается по служебным каналам в ЦКСС.

Таким образом, в этом состоянии передатчик МС по каналу доступа всегда может передать запрос на обслуживание, а приемник МС всегда может принять вызов абонента. На этом процедура инициализации завершается.

2. В режиме ожидания МС отслеживает все изменения, которые происходят в сотовой сети. При перемещении МС в зоне обслуживания могут возникнуть ситуации, когда будет необходимо сменить БС. Время от времени по запросу из ЦКСС МС должна подтвердить свою работоспособность. Кроме того, мобильная станция непрерывно измеряет и периодически передает на БС информацию об уровне принимаемого сигнала, передаваемого БС «своей» соты и передатчиками базовых станций до 16 смежных сот. Подобная информация передается по каналам управления ВССН (Broadcast Control Channels).

В ЦКСС для каждой МС, находящейся в режиме ожидания, фиксируется та сота, в которой МС была зарегистрирована, что облегчает организацию поиска МС и процедуру вызова подвижного абонента. Если МС не подтверждает свою работоспособность в течение установленного времени, например, пропускает два или три подтверждения «регистрации» подряд, то ЦКСС считает эту МС выключенной и поступающие на ее номер вызовы не передаются, а пользователь, пославший вызов, получает сообщение, что «абонент временно недоступен».

3. В режиме установления связи между абонентами процедура образования соединения может развиваться по различным сценариям. Если вызов поступает от стационарного телефонного аппарата (ТА) и адресован абоненту  $МС_{B1}$ , то можно проследить следующий путь прохождения вызова: ТА – ТфОП – ЦКСС – ЦРРЛ<sub>1</sub> – КБС<sub>1</sub> – БС<sub>B</sub> – МС<sub>B1</sub> (рис. 1.2). Поступающий в ЦКСС вызов направляется по каналу управления на БС<sub>B</sub> или на несколько БС в окрестностях соты *B*. Предположим, что за время, прошедшее с момента последней «регистрации», МС<sub>B1</sub> не успела покинуть соту *B*. Тогда МС<sub>B1</sub> по каналу управления отвечает на этот вызов через свою БС<sub>B</sub>, передавая одновременно на ЦКСС данные, необходимые для проведения процедуры *аутентификации*. Аутентификация – это процедура проверки наличия у абонента права пользоваться услугами сотовой сети. Если аутентификация прошла успешно, то ЦКСС через БС<sub>B</sub> назначает для МС<sub>B1</sub> номер канала трафика, по которому будут беседовать абоненты. Допустим, в наборе частот для соты *B* оказались свободными  $f'_{B1}$  и  $f_{B1}$ . Тогда передатчик БС<sub>B</sub> настраивается на частоту  $f_{B1}$ , а передатчик МС<sub>B1</sub> на частоту  $f'_{B1}$ . Приемники БС<sub>B</sub> и МС<sub>B1</sub> настраиваются на частоты  $f'_{B1}$  и  $f_{B1}$  соответственно. Уже на частотах разговорного канала МС<sub>B1</sub> и БС<sub>B</sub> обмениваются информацией, подтверждающей организацию разговорного канала. Далее БС<sub>B</sub> формирует сообщение о подаче сигнала

вызова (звонка) в  $MC_{B1}$ . Одновременно ЦКСС посылает в ТфОП подтверждение сигнала вызова в ТА, которое слышит вызывающий абонент. Вызываемый абонент слышит звонок и нажимает кнопку на панели управления  $MC_{B1}$ , завершая тем самым установление соединения. С этого момента начинается сеанс связи – абоненты ведут разговор.

Если один мобильный абонент вызывает другого, то установление связи происходит несколько иначе. Допустим, что вызов инициируется со стороны мобильной станции  $MC_{D2}$ , которая вызывает мобильную станцию  $MC_{A1}$ . Тогда путь прохождения разговорного сигнала поясняет следующая последовательность:  $MC_{D2} - BC_D - KBC_2 - ЦРРЛ_2 - ЦКСС - ЦРРЛ_1 - KBC_1 - BC_A - MC_{A1}$ . Предположим, что  $MC_{D2}$  уже прошла процедуру инициализации (регистрации) и находится в режиме ожидания, о чем свидетельствует соответствующая пиктограмма на дисплее мобильного телефона. Абонент  $MC_{D2}$  набирает номер вызываемого абонента  $MC_{A1}$  и нажимает кнопку вызова на панели управления. Дальнейшие шаги на этапе обмена служебной информацией зависят от стандарта, который принят в сотовой сети. Если используется стандарт GSM, то после нажатия кнопки вызова  $MC_{D2}$  через канал случайного доступа RACH (Random Access Channel) запрашивает выделенный закрепленный канал управления SDCCCH (Standalone Dedicated Control Channel) для дальнейшего обмена служебной информацией. Контроллер базовой станции  $KBC_2$  через канал разрешенного доступа AGCH (Access Grant Channel) назначает  $MC_{D2}$  запрашиваемый ею канал управления SDCCCH. После этого  $MC_{D2}$  через канал управления SDCCCH передает в ЦКСС номер вызываемого абонента, а также свои данные для прохождения процедуры аутентификации. По завершении аутентификации ЦКСС выдает команду  $KBC_2$  назначить  $MC_{D2}$  канал трафика TCH (Traffic Channel). Это означает, что  $MC_{D2}$  получает команду настроить приемопередатчик на пару свободных частот, закрепленных за сотой  $D$ , например,  $f_{D5}$  и  $f'_{D5}$ . На этих же частотах будет работать радиокомплект на  $BC_D$ . Кроме того, поскольку в GSM используется TDMA, для  $MC_{D2}$  выделяется одно из восьми окон в TDMA - кадре для работы в обоих направлениях, например, 3-е окно (слот) (см. гл. 3).

Центр коммутации сотовой сети ЦКСС, продолжая процедуру установления связи, направляет  $KBC_1$  команду назначить  $MC_{A1}$  пару частот и слот для двусторонней связи на участке  $MC_{A1} - BC_A$ . Предполагается, что  $MC_{A1}$  уже прошла процедуру инициализации и находится в режиме ожидания. Далее  $BC_A$  организует передачу сигнала вызова (звонка), подтверждение которого слышит абонент станции  $MC_{D2}$ . Мелодия звонка записала в ЗУ мобильной станции, а звучать она начинает после команды с  $BC$ . Услышав звонок, абонент станции  $MC_{A1}$  «снимает трубку», нажимая соответствующую кнопку на панели управления. Соединение абонентов завершается и начинается сеанс связи – абоненты ведут разговор.

Следует отметить, что на каждую команду  $MC$  отвечает сигналом подтверждения того, что команда получена и исполнена. Только после этого на  $MC$  может быть передана следующая команда.

Если связь организуется между двумя МС, расположенными в одной соте, например, в соте  $C$ , то соединение абонентов выполняет КБС<sub>2</sub>.

В том случае, когда две МС расположены в разных сотах, но их базовые станции находятся под управлением одного и того же КБС, за установление связи несет ответственность этот же КБС, имеющий соответствующее коммутационное поле.

4. В режиме ведения разговора выполняется большое число измерений параметров сети, результаты которых используются для автоматического регулирования режимов работы приемопередающего оборудования на БС и МС. При перемещении мобильной станции в пределах соты расстояние между МС и БС непрерывно изменяется. Для поддержания заданного уровня сигнала на входе приемников необходимо использовать системы автоматического управления мощностью передатчиков.

Мощности передатчиков мобильных станций, распределенных по всей территории соты, устанавливаются таким образом, чтобы на входе приемника БС мощности приходящих сигналов были равны с точностью  $\pm 2$  дБ для стандарта GSM и  $\pm 0,2$  дБ для стандарта CDMA.

В стандарте GSM мощность передатчика БС регулируется дискретно с шагом 2 дБ. Минимальная мощность передатчика БС составляет 13 дБм (20 мВт). Регулировка мощности передатчика БС уменьшает уровень внутрисистемных помех, что позволяет увеличить емкость сети.

Как уже отмечалось, в стандарте GSM на этапе установления связи каждая МС настраивается на заданный номер слота в кадре. В разговорном режиме производится постоянное измерение времени прохождения радиоволн от мобильных станций до БС и регулируется величина задержки сигнала, чтобы сохранять временное согласование слотов в TDMA-кадре. Таким образом, каждая из восьми МС, использующих одну и ту же несущую частоту, начинает передавать свой информационный пакет по команде с БС, что гарантирует точное попадание пакетов в отведенные для них временные окна. Величина задержки пакетов может регулироваться от 0 до 63 бит с шагом 1 бит (3,69 мкс).

Следующей проблемой, которую приходится решать в разговорном режиме, является эстафетная передача обслуживания мобильной станции при пересечении ею границ соты. Если мобильная станция МС<sub>С2</sub> перемещается из соты  $C$  в соту  $D$ , т.е. приобретает номер МС<sub>Д3</sub>, то она причисляется к тем МС, которые обслуживает БС<sub>Д</sub> со всеми вытекающими отсюда последствиями (рис. 1.2). Таким образом, обслуживание МС передается от БС<sub>С</sub> к БС<sub>Д</sub>. Этот процесс и называется *эстафетной передачей* (handover). Если в соте  $D$  свободных радиоканалов не оказывается, то связь прерывается.

Следует подчеркнуть, что эстафетная передача происходит только тогда, когда МС пересекает границу соты во время сеанса связи, а телефонный разговор при этом не прерывается. Если же движущаяся МС находится в режиме ожидания и последовательно переходит из одной соты в другую, то эта МС просто отслеживает передаваемую по каналам управления информацию.

По результатам измерений она будет последовательно выбирать БС с максимальным уровнем сигнала. Это типичная процедура для режима ожидания и к эстафетной передаче не относится.

Необходимость в эстафетной передаче возникает тогда, когда качество обслуживания падает ниже допустимого уровня. Количественно качество связи оценивается по отношению сигнал/шум либо по частоте битовой ошибки BER (Bit Error Rate). Мобильная станция в разговорном режиме измеряет мощность радиосигналов от передатчиков БС «своей» соты, а также до 16 смежных сот. Результаты измерений по линии МС – БС передаются на БС, а оттуда в центр коммутации. После анализа результатов ЦКСС выбирает соту, в которую можно было бы передать обслуживание МС. Далее ЦКСС информирует о своем решении БС новой соты, а также через БС старой соты передает на МС необходимые команды с номерами двух фиксированных частот, закрепленными за новой сотой, и прочую служебную информацию.

Описанные процедуры позволяют передавать обслуживание МС из соты с плохим качеством канала в соту с хорошим качеством. Расстояние между «хорошим» и «плохим» является регулируемым параметром. Более того, величина этого параметра существенно влияет на эффективность ССПР. Важность этого расстояния особенно показательна, когда МС движется вдоль границ соседних сот. Малая величина его приведет к установлению такого режима, при котором происходит многократная передача обслуживания от одной соты к другой и обратно, что создает повышенную нагрузку на каналы управления и снижает пропускную способность сотовой сети.

#### **1.4. Методы организации многостанционного доступа к ресурсам сети подвижной радиосвязи**

Под «многостанционным доступом» (multiple access) понимают совместное использование общего ресурса многими потребителями услуг связи. В сотовых сетях радиосвязи с подвижными объектами используются следующие варианты многостанционного доступа:

- многостанционный доступ с частотным разделением каналов связи или FDMA (Frequency Division Multiple Access);
- многостанционный доступ с временным разделением каналов связи или TDMA (Time Division Multiple Access);
- многостанционный доступ с кодовым разделением каналов связи или CDMA (Code Division Multiple Access);
- многостанционный доступ с пространственным разделением каналов связи или SDMA (Space Division Multiple Access);
- многостанционный доступ с поляризационным разделением каналов связи PDMA (Polarization Division Multiple Access);
- многостанционный доступ со случайным разделением каналов связи или ALOHA.

Следует отметить, что все названные способы многостанционного доступа в той или иной степени находят применение в различных стандартах мобильных систем радиосвязи.

1. Метод многостанционного (множественного) доступа с разделением каналов по частоте (МДЧР), который наиболее прост в реализации, использовался во всех системах мобильной связи первого поколения. МДЧР предполагает, что каждому пользователю на время сеанса связи выделяется тот или иной свободный участок полосы частот  $\Delta f_k$  (частотный канал). Все пользователи занимают свои каналы в произвольные моменты времени и могут работать одновременно. Рассмотрим в качестве примера план распределения рабочих частот аналоговой системы мобильной радиосвязи первого поколения NMT-450. Скандинавский стандарт NMT-450 был разработан во второй половине 70-х годов прошлого столетия совместными усилиями Дании, Норвегии, Финляндии, Швеции и Исландии.

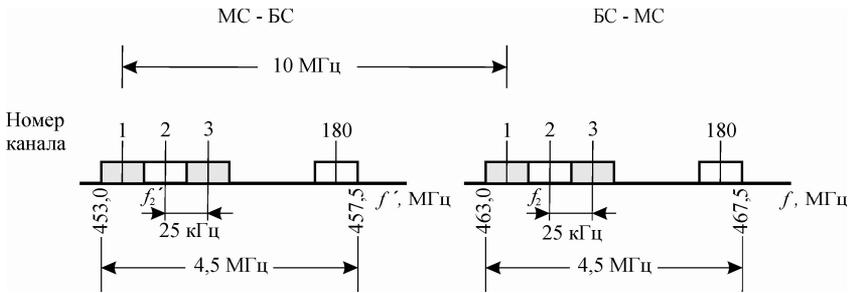


Рис 1.3. Частотный план стандарта NMT – 450

Как показано на рис. 1.3, для этого стандарта выделены две полосы частот по 4,5 МГц в диапазоне 450 МГц. В каждой полосе размещается по 180 радиоканалов шириной  $\Delta f_k = 25$  кГц. Отсюда следует, что в системе принят частотный дуплекс с дуплексным разнесением частот 10 МГц. Приемопередающее оборудование работает на фиксированных частотах. Например, передатчик ВС второго канала работает на частоте  $f_2$ , а соответствующий передатчик МС на частоте  $f'_2 = f_2 - 10$ , где все частоты измеряются в мегагерцах.

В стандарте NMT-450 используется частотная модуляция канальной несущей. Аналоговый разговорный сигнал в стандартной полосе 0,3...3,4 кГц подается на вход ЧМГ передатчика, обеспечивая девиацию частоты  $\pm 5$  кГц. Ширина спектра ЧМ сигнала, как известно, теоретически бесконечна, однако в данном случае основная доля энергии сосредоточена в полосе 25 кГц, т.е. в выделенной для одного канала полосе частот. При этом относительный уровень мощности сигнала в соседнем канале составляет - 45 дБ.

Для организации передачи служебной информации (формирование каналов управления) может использоваться любой из 180-ти частотных кана-

лов. Служебные сообщения в виде цифровых комбинаций размещаются во временных кадрах с применением временного разделения. Суммарный цифровой поток со скоростью 1,2 кбит/с модулирует по частоте несущую 1500 Гц, расположенную в середине полосы СКТЧ, обеспечивая девиацию  $\Delta f_d = \pm 300$  Гц. Поэтому индекс модуляции равен:

$$m = 2\Delta f_d \cdot T = \frac{2 \cdot 300}{1200} = 0,5.$$

Как видим, в канале управления применяется модуляция с минимальным сдвигом частоты (ММС) или MSK (Minimum Shift Keying) (см. разд. 3.6).

Таким образом, спектральная плотность сигнала управления теперь располагается в полосе СКТЧ, как и спектр любого разговорного сигнала. Следовательно, такой сигнал можно подавать на ЧМГ передатчика в любом из 180 каналов.

Такова вкратце сущность МДЧР. Серьезным недостатком МДЧР является неэффективность использования выделенной для связи полосы частот. По этой причине в настоящее время МДЧР всегда используется в сочетании с другими видами многостанционного доступа.

2. Метод многостанционного доступа с разделением каналов по времени (МДВР) основан на поочередной передаче информационных пакетов различных пользователей, находящихся в одной соте. Первым шагом в реализации этого метода является превращение аналоговых речевых сигналов в цифровые. Классический метод цифровизации, основанный на теореме Котельникова и дающий скорость 64 кбит/с, в мобильных системах радиосвязи не используется. Во всех стандартах мобильных систем применяются вокодерные методы анализа и синтеза речевых сигналов, которые работают на более низких скоростях. Например, в стандарте GSM скорость передачи оцифрованного речевого сигнала составляет 13 кбит/с (см. разд. 2.5).

Далее на одной несущей организуется передача несколько цифровых последовательностей (восьми в стандарте GSM). Каждому пользователю выделяется интервал времени (окно) для передачи пакетов, содержащих определенное количество символов оцифрованной речи и служебной информации. Периодически с БС на каждую активную МС поступают команды, указывающие моменты времени, в которые можно начинать передачу очередного информационного пакета.

Следует отметить, что обычно МДВР сочетается с МДЧР, что обозначается как МДЧР + МДВР или FDMA + TDMA. Так в стандарте GSM выделено 124 пары фиксированных частот с шагом 200 кГц (МДЧР), и на каждой из них методом МДВР организовано восемь цифровых телефонных каналов.

3. Метод многостанционного доступа с кодовым разделением (МДКР) считается в настоящее время наиболее перспективным для дальнейшего совершенствования ССПР.

В ССПР он стал применяться позже, чем МДЧР и МДВР ввиду своей относительной сложности. Он также всегда реализуется в сочетании с МДЧР,

образуя комбинацию МДЧР + МДКР. Это означает, что каждый частотный канал используется несколькими абонентами на основе кодового разделения их информационных потоков. Например, в стандарте CDMA IS-95 на каждой несущей удастся организовать порядка 55-ти цифровых разговорных каналов.

Из сказанного ясно, что при такой организации мобильной радиосвязи группа пользователей работает, во-первых, в общей полосе частот и, во-вторых, одновременно.

Чтобы на выходе приемника БС можно было разделить сигналы МС этой группы, каждому пользователю, подключившемуся к сети, на время сеанса связи выделяется персональный код. Физически это означает, что в цифровом потоке пользователя каждый символ представлен не прямоугольным импульсом той или иной полярности, а персональной кодовой комбинацией импульсов определенной структуры. Разделение оказывается возможным, если элементы множества кодовых комбинаций обладают свойством взаимной ортогональности. Примером такого множества может служить система функций Уолша (см. разд. 4.6).

4. Метод многостанционного доступа с пространственным разделением каналов связи (МДПР) нашел практическое применение в системах глобальной мобильной радиосвязи на основе низкоорбитальных спутниковых систем типа Iridium и Globalstar.

Можно сказать, что идеология систем Iridium и Globalstar строилась на использовании методов сотовой связи с переносом в космическое пространство ретрансляторов (базовых станций).

В системе Iridium использовался комбинированный многостанционный доступ МДПР + МДЧР + МДВР или SDMA + FDMA + TDMA.

Космический сегмент Iridium включает орбитальную группировку, состоящую из 66 космических аппаратов (КА), равномерно распределенных на шести приполярных круговых орбитах (по 11 КА на каждой орбите). Высота орбит составляла 780 км, а период обращения каждого искусственного спутника Земли (ИСЗ) был равен 100 мин 28 с.

Бортовые антенны каждого КА формировали 48 лучей, образующих на поверхности Земли ячейки с заданным значением плотности потока мощности. Диаметр одной ячейки был равен 550...600 км в центре зоны обслуживания и увеличивался до 850...900 км на ее периферии. Диаметр зоны обслуживания составлял 4700 км. При вращении связки ИСЗ зоны обслуживания перемещались по поверхности Земли со скоростью 7500 км/час.

Таким образом, разделение зоны обслуживания на ячейки создавало предпосылки для пространственного разделения каналов связи (МДПР), когда базовая станция (ретранслятор) находилась на борту ИСЗ. В каждой ячейке повторялась комбинация МДЧР + МДВР.

С некоторыми изменениями метод МДПР был задействован и в спутниковой системе Globalstar. Здесь была реализована комбинация МДПР + МДЧР + МДКР и в основном использовался опыт создания сотовых систем мобильной радиосвязи с кодовым разделением каналов фирмы Qualcomm.

Космический сегмент насчитывал 48 спутников, обращающихся по круговым орбитам на высоте 1414 км над поверхностью Земли. Их орбиты располагались в восьми плоскостях, в каждой из которых равномерно размещены шесть ИСЗ. Период обращения спутников 114 мин. Бортовые антенны ретрансляторов формируют на поверхности Земли 16 ячеек, равномерно заполняющих зону обслуживания диаметром 5500 км. Таким образом реализуется МДПР. В каждом из 16 лучей сигналы занимали полосу частот шириной 16,5 МГц, которая делилась на 13 частотных каналов шириной 1,3 МГц. Так был получен МДЧР.

В общей сложности были задействованы следующие полосы частот:

- в направлении от абонента к спутнику  
1610...1626,5 МГц (полоса L);
- от спутника к шлюзовой станции (Gateway) на поверхности Земли  
6875...7055 МГц (полоса фидерной линии);
- от шлюзовой станции к спутнику  
5091...5250 МГц (полоса фидерной линии);
- от спутника к абоненту  
2483,5...2500 МГц (полоса S).

Каждый абонент занимал полосу 1,3 МГц, используя для связи шумоподобные сигналы (ШПС) и многостанционный доступ с кодовым разделением. Всего в полосе 1,3 МГц могло работать до 127 абонентов. В речевом канале применен вокодерный принцип передачи. Средняя скорость передачи сигнала цифровой телефонии составляет 2,4 кбит/с.

5. Метод многостанционного доступа с поляризационным разделением каналов связи (МДПоР) находит в сотовых сетях довольно ограниченное применение.

Используя ортогональную поляризацию радиоволн, например, вертикальную и горизонтальную, можно удвоить пропускную способность радиотракта.

Практическую реализацию МДПоР можно встретить в системе Globalstar в фидерной линии, соединяющей ИСЗ и шлюзовую земную станцию.

6. Метод многостанционного доступа со случайным разделением каналов связи (МДСР) предполагает такую организацию, когда сообщения пользователей представлены в виде определенного числа пакетов, которые каждый пользователь может передавать в произвольные моменты времени в общей полосе частот. Такой режим упрощает приемо-передающее оборудование и делает ненужной систему синхронизации.

Когда пользователь передает пакет, а другие пользователи своих пакетов не передают, то этот пакет доходит до адресанта и считается переданным успешно. Если же свои пакеты пытаются передать несколько пользователей одновременно, то может возникнуть так называемая конфликтная ситуация. Пользователи знают, когда их пакеты переданы успешно, а когда возникает конфликтная ситуация, поскольку все они отслеживают сообщения, переда-

ваемые ретранслятором, находящимся, например, на борту геостационарного ИСЗ. Существует большое число алгоритмов поведения пользователей при появлении конфликтной ситуации. Они называются протоколами доступа в канал для ретрансляции столкнувшихся пакетов.

Систему случайного доступа ALOHA предложил в 70-е годы прошлого столетия Абрамсон Н. (Abramson N.) для связи Гавайского университета через спутниковый ретранслятор со своими филиалами, расположенными на островах Гавайского архипелага. Слово «ALOHA» звучит как приветствие на языке аборигенов Гавайских островов.

Различают два вида систем случайного доступа: «чистая» ALOHA и тактированная (щелевая) ALOHA. Первая разрешает передачу пакета в любой момент времени. Во второй ось времени разделяется на тактовые интервалы, длительность которых равна протяженности информационного пакета. Пакеты поступают случайно, однако начало каждого из них должно совпадать с началом какого-нибудь интервала, чтобы пакет попал во временную «щель» [22].

Случайный многостанционный доступ используется также в наземных ССПР. Как отмечалось выше, в режиме ожидания МС не может воспользоваться каналами трафика, однако она нуждается в канале управления для получения доступа к сети. Для этого всем мобильным станциям в зоне обслуживания выделяется один канал типа ALOHA, который называется каналом случайного доступа от МС к БС для передачи запроса на установление соединения RACH (Random Control CHannel) (см. разд. 2.3).

### **1.5. Семиуровневая модель взаимодействия открытых систем**

Для упрощения решения сложных задач часто используют процедуру декомпозиции, т.е. преобразование одной сложной задачи в набор более простых. В результате достигается структуризация исходной задачи и, что немаловажно, появляется возможность независимой модернизации процесса решения на каждой отдельной ступени без изменения остальной части образовавшейся конструкции. В теории и практике телекоммуникаций такой сложной задачей является процесс передачи информации по разветвленным сетям связи.

При декомпозиции обычно используют многоуровневый подход. Он заключается в том, что все множество логически завершенных блоков распределяют по уровням, которые выстраиваются в некоторую иерархическую структуру.

Такая иерархическая декомпозиция предполагает, что за каждым блоком закреплены определенные функции и установлены интерфейсы для взаимодействия между соседними уровнями. Для систем мобильной связи определяющее значение имеет радиоинтерфейс, охватывающий средства соединения между мобильной и базовой станциями. В качестве физических средств для соединения используются приемопередающее оборудование и

среда распространения радиоволн, которые обеспечивают передачу информации от одной станции к другой.

Принципиально новым шагом в развитии ССПР, начиная со второго поколения, было принятие модели взаимодействия открытых систем OSI (Open System Interconnection), одобренной Международной организацией стандартов – ISO (Internation Standardization Organization). В этой модели все функции обмена информацией между абонентами поделены на семь уровней, как показано на рис. 1.4.

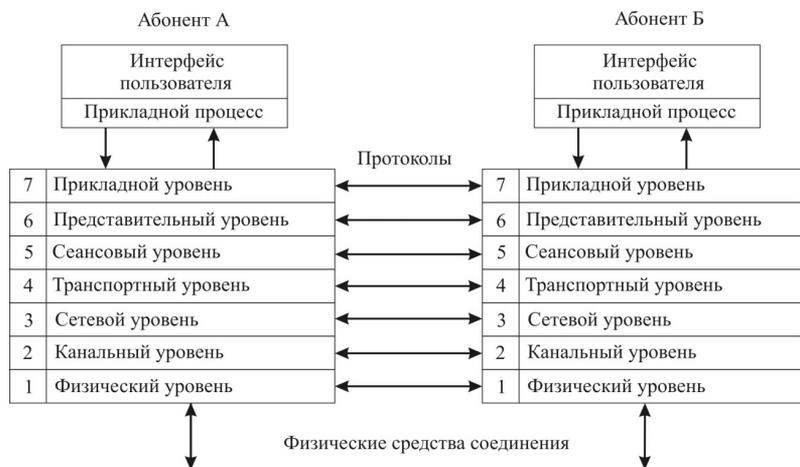


Рис. 1.4. Модель взаимодействия открытых систем

*Прикладной процесс*, представленный на рис. 1.4, включает обработку данных для нужд пользователя, которая выполняется с помощью аппаратно-программных средств либо непосредственно в человеческом сознании.

Верхний, седьмой уровень дает возможность организовать различные формы взаимодействия прикладных процессов. На этом уровне осуществляется управление заданиями, идентификация пользователей по паролям, адресам и т.д.

*Представительный уровень* обеспечивает информационную прозрачность различных прикладных уровней ССПР. Он отвечает за то, чтобы информация, поступающая из прикладного уровня, была понятна прикладному уровню в другой системе. В частности, здесь при необходимости осуществляется сжатие данных, шифрование и любые другие преобразования прикладного потока данных, если эти преобразования могут быть полезными.

*Сеансовый уровень* определяет процедуру проведения сеансов между прикладными процессами, т.е. устанавливает, поддерживает и разрывает соединение, а также предоставляет средства синхронизации. Последние позволяют вставлять контрольные точки в длинные передачи, чтобы в случае отка-

за, можно было вернуться назад к последней контрольной точке вместо того, чтобы начинать все с начала.

*Транспортный уровень* обеспечивает верхним уровням – прикладному и сеансовому – передачу данных с той степенью надежности, которая им требуется. Модель OSI определяет пять классов сервиса, предоставляемых транспортным уровнем.

Поскольку транспортные средства ССПР изначально относятся к категории ненадежных, то здесь используют наиболее развитый сервис транспортного уровня, где задействовано наибольшее количество средств для обнаружения и исправления ошибок. Для этого устанавливаются логические каналы, проложенные между портами.

*Сетевой уровень* реализует функции маршрутизации, что означает создание логических каналов, по которым кадры канального уровня, называемые здесь уже пакетами, могут передаваться от одного конечного узла до другого, проходя через несколько сетей с самыми различными принципами передачи сообщений. К сетевому уровню относится широко известный протокол межсетевое взаимодействие IP (Internet Protocol). Протоколы сетевого уровня реализуются программными модулями операционной системы и программно-аппаратными средствами маршрутизаторов.

*Канальный уровень* служит для того, чтобы сформировать надежную виртуальную радиолинию, по которой кадры от абонентского терминала передаются на базовую станцию. Основной функцией этого уровня является надежная доставка пакетов на сетевой уровень.

*Физический уровень* преобразует поступающие биты в радиоимпульсы для передачи их по радиоканалу. Здесь используются такие понятия как диапазон частот, радиопередаточные устройства, фазированные антенные решетки, среда распространения радиоволн, радиоприемные устройства и др. На этом уровне выполняется канальное кодирование и модуляция.

На рис. 1.4 показаны линии, соединяющие одноименные уровни. Это *протоколы*, названия которых совпадают с названиями соответствующих уровней. Например, существуют сеансовые, транспортные, сетевые протоколы. Протокол – это установленная последовательность шагов, выполняемых взаимодействующими объектами, для достижения поставленной цели. Протокол должен содержать описание последовательности действий обеих сторон при любых возможных вариантах для исключения тупиковых ситуаций.

Обмен протоколами выглядит следующим образом. Например, на уровне представления к заголовку, полученному от прикладного уровня, добавляется собственная служебная информация, в которой содержатся указания для представительного уровня адресата. Такие процедуры выполняются на каждом уровне, как показано на рис. 1.5.

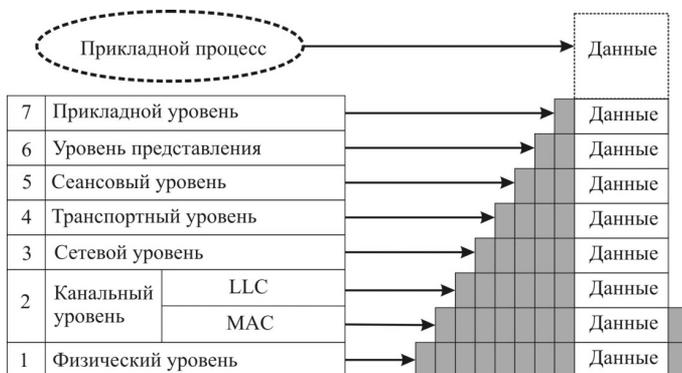


Рис. 1.5. Принцип формирования протоколов

Когда сообщение достигает нижнего физического уровня, оно уже «обросло» заголовками. На канальном уровне служебная информация размещается не только в начале сообщения в виде заголовка, но и в конце, где содержится контрольная последовательность кадра. После того, как передаваемое по сети сообщение поступает на устройство адресата, оно принимается на физическом уровне и последовательно перемещается вверх с одного уровня на другой. На каждом уровне после анализа соответствующего заголовка выполняются определенные операции, после чего этот заголовок удаляется, а сообщение передается на вышестоящий уровень.

Согласно рис. 1.4, все сообщения передаются через первый (физический) уровень. Однако в модели OSI определены *логические каналы*, которые следует понимать как воображаемые пути, соединяющие одноименные уровни. При технической реализации систем связи логические каналы проектируются на физические, т.е. указывается, какой физический канал в данный момент выделяется для организации конкретного логического канала. Подробнее этот процесс для стандарта GSM описан в гл. 2.

Семиуровневая модель обладает свойством *прозрачности*. Это значит, что блоки данных, поступающие с данного уровня на нижестоящие, в приемнике адресата возвращаются на этот же уровень без каких-либо изменений. Таким образом, создается впечатление, что для рассматриваемого уровня нижних как бы не существует – они прозрачны.

Кроме того, для описания функционирования мобильных систем радиосвязи семиуровневая модель допускает деление на два укрупненных слоя, а именно: верхние уровни с четвертого по седьмой образуют один слой, а нижние с первого по третий – другой. При передаче речевого сообщения функции седьмого и шестого уровней выполняет человек. В его мозгу формируется сообщение, и он же выбирает язык общения. Поэтому указанные системы описываются трехуровневой моделью, включающей лишь сетевой, канальный и физический уровни [21].

## ГЛАВА 2

# ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ СОТОВОЙ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ С МДВР

### 2.1. Технические характеристики основных стандартов мобильной радиосвязи с МДВР

В 80-е годы XX в. Европейская Конференция Администраций Почт и Электросвязи (СЕРТ – Conference of European Posts and Telegraphs), объединяющая в то время администрации связи 26 стран, образовала специальную рабочую группу Group Special Mobile (GSM), которая приступила к разработке единого европейского стандарта цифровой сотовой радиосвязи. Для нового стандарта возле частоты 900 МГц были выделены две частотные полосы по 25 МГц. Через некоторое время, когда этот стандарт получил мировое признание, аббревиатура GSM стала расшифровываться как Global System of Mobile Communications – Всемирная система мобильной связи.

Коммерческое использование европейского стандарта GSM-900 началось в 90-е годы. Таким образом произошел переход от первого поколения ССПР ко второму.

В то же время в Северной Америке получил развитие стандарт D-AMPS в версии IS-136, который пришел на смену аналоговому стандарту AMPS. В начале был разработан стандарт D-AMPS версии IS-54 (IS – в сокращении от Interim Standard, т.е. промежуточный стандарт), который представлял собой двухрежимную аналого-цифровую систему, способную работать как в аналоговом, так и в цифровом режимах в сетке частот, выделенной для аналогового стандарта AMPS. Усовершенствованная версия IS-136 отличалась от IS-54 наличием полностью цифровых каналов управления. Для версии IS-136, кроме диапазона 800 МГц, были выделены полосы в диапазоне 1800 МГц.

Япония разработала свой цифровой стандарт – JDC (Japan Digital Cellular), технические характеристики которого были близки к D-AMPS (табл. 2.1).

Таблица 2.1

Стандарты сотовых мобильных систем с МДВР

Параметр стандарта	Значение		
	GSM	D-AMPS	JDC
Вид многостанционного доступа	FDMA/TDMA	FDMA/TDMA	FDMA/TDMA
Частотный диапазон прямой линии, МГц	935...960 1805...1880	824...849	810...826
Частотный диапазон обратной линии, МГц	890...915 1710...1785	869...894	940...956

Окончание табл. 2.1

Дуплексный разнос частот приема и передачи, МГц	45 (95)	45	130
Ширина выделенной полосы, МГц	25 (75)	25	16
Ширина полосы одного канала, кГц	200	30	25
Число речевых каналов на несущую	8	3	3
Эквивалентная полоса речевого канала, кГц	25	10	8,3
Скорость преобразования речевого кода, кбит/с	13	8	11,2
Алгоритм преобразования речи	RPE/LTP - LPC	VSELP	VSELP
Общая скорость передачи, кбит/с	270,833	48	42
Метод разнесения для борьбы с замираниями	Перемежение, частотное разнесение (скачки по частоте)	Перемежение	Перемежение, пространственное разнесение
Вид модуляции	0,3GMSK	$\pi/4$ – DQPSK	$\pi/4$ – DQPSK
Треб. отношение несущая/шум, дБ	9	16	13
Радиус соты, км	0.5...35	0.5...20	0.5...20

Уровни выходной мощности передатчиков в стандарте GSM могут меняться в широких пределах. Предусмотрено 8 классов мощности для передатчиков БС от 320 до 2,5 Вт и 5 классов для передатчиков МС от 20 до 0,8 Вт [16, с. 161].

Совершенствование европейского стандарта привело к освоению нового частотного диапазона 1800 МГц, в котором, благодаря расширению рабочих полос до 75 МГц в сочетании с меньшими размерами сот, появилась возможность строить ССПР значительно большей емкости.

Стандарт GSM нашел применение и в США, однако поскольку диапазон 1800 МГц был уже занят D-AMPS в версии IS-136, ему были выделены две полосы частот в диапазоне 1900 МГц. Данный вариант стандарта GSM получил название «американский» GSM версии IS-661.

Все названные стандарты, получившие распространение в конце 90-х, составили основу второго поколения ССПР.

Сетка частот, соответствующая Рекомендациям СЕРТ для стандарта GSM-900, представлена на рис. 2.1.

Полоса частот 935...960 МГц используется для связи в направлении БС-МС, которое называется прямой (нисходящей) линией (downlink). В полосе 890...915 МГц работают передатчики мобильных станций и приемники БС. Это направление называется обратной (восходящей) линией (uplink). Полоса частот, отведенная для одного частотного канала, составляет 200 кГц. Это означает, что шаг в сетке частот на рис. 2.1 составляет 200 кГц. Разнос по частоте прямого и обратного канала (дуплексный разнос) равен 45 МГц.

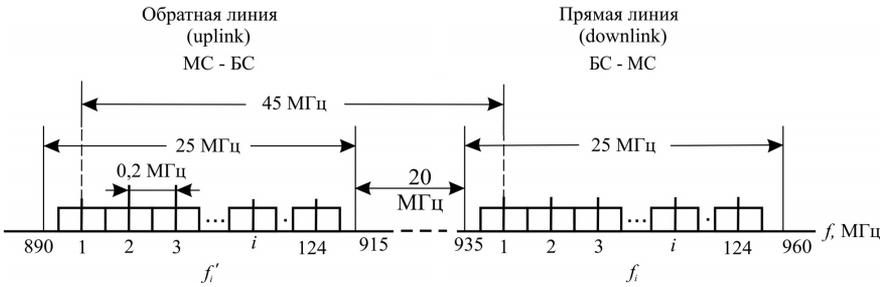


Рис. 2.1. План распределения рабочих частот стандарта GSM-900

Таким образом, в каждой отведенной для приема (передачи) полосе частот шириной 25 МГц размещаются по 124 частотных канала связи.

Передачики базовой станции (прямой канал) работают на фиксированных частотах

$$f_i = 935,2 + 0,2(i - 1), \text{ МГц}, \quad 1 \leq i \leq 124. \quad (2.1)$$

На эти же частоты настраиваются приемники активных абонентов в сети.

В обратном направлении используются частоты

$$f'_i = 890,2 + 0,2(i - 1), \text{ МГц}, \quad 1 \leq i \leq 124, \quad (2.2)$$

причем

$$f_i = f'_i + 45, \text{ МГц}.$$

Приведенная организация стандарта GSM в частотной области представляет собой типичный пример МДЧР (FDMA). Каждый частотный канал делят между собой восемь мобильных абонентов, используя для этого возможности МДВР (TDMA).

## 2.2. Структура временных кадров в стандарте GSM

При организации виртуальных и физических каналов в стандарте GSM образуется довольно сложная структура, состоящая из вложенных друг в друга кадров. Общая иерархия временных кадров представлена на рис. 2.2.

Рассмотрим особенности построения сигнальных кадров в стандарте GSM.

1. Основной структурной единицей временного разделения цифрового потока является *гиперкадр*.

Протяженность гиперкадра составляет  $T_T = 3 \text{ часа } 28 \text{ мин } 53 \text{ с } 760 \text{ мс} = 12533,76 \text{ с}$ . Гиперкадр делится на 2048 суперкадров.

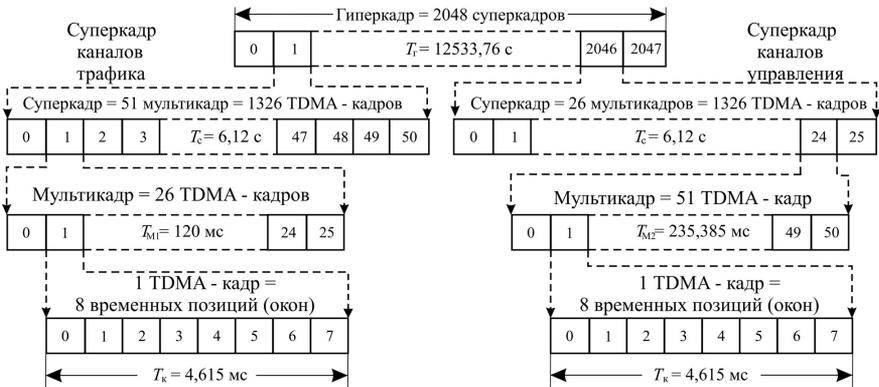


Рис. 2.2. Организация кадров при МДВР

2. *Суперкадр* имеет длительность

$$T_c = \frac{12533,76}{2048} = 6120 \text{ мс.}$$

Суперкадр состоит из мультикадров.

3. *Мультикадры* бывают двух видов. Это связано с тем, что виртуальные каналы трафика и каналы управления требуют различных методов организации.

В первом случае суперкадр делится на 51 мультикадр (рис. 2.2): 1 суперкадр = 51 мультикадр; 1 мультикадр = 26 TDMA-кадров.

Таким образом, 1 суперкадр =  $51 \cdot 26 = 1326$  TDMA-кадров.

Во втором случае суперкадр делится на 26 мультикадров (рис. 2.2): 1 суперкадр = 26 мультикадр; 1 мультикадр = 51 TDMA-кадров. В итоге имеем: 1 суперкадр =  $26 \cdot 51 = 1326$  TDMA-кадров. Таким образом, способ деления суперкадра не влияет на число TDMA-кадров в нем.

Длительность мультикадра в первом случае

$$T_{m1} = \frac{T_c}{51} = \frac{6120}{51} = 120 \text{ мс,}$$

а во втором

$$T_{m2} = \frac{T_c}{26} = \frac{6120}{26} = 235,385 \text{ мс.}$$

4. *TDMA-кадр* имеет длительность в первом случае

$$T_k = \frac{T_{m1}}{26} = \frac{6120}{51 \cdot 26} = \frac{60}{13} = 4,615 \text{ мс}$$

и во втором

$$T_k = \frac{T_{м2}}{51} = \frac{6120}{26 \cdot 51} = \frac{60}{13} = 4,615 \text{ мс,}$$

что и следовало ожидать (рис. 2.2).

Следовательно, в одном гиперкадре содержится

$$N = 26 \cdot 51 \cdot 2048 = 2715648 \text{ TDMA-кадров.}$$

Каждый имеет свой порядковый номер от 0 до NFmax (Number of Frame), т.е. от 0 до 2715647. Номер кадра NF используется в качестве входного параметра в системе криптографической защиты передаваемой информации.

5. Каждый TDMA-кадр делится на 8 временных позиций (окон) длительностью

$$T_o = \frac{T_k}{8} = \frac{60}{13 \cdot 8} = \frac{15}{26} \approx 576,923 \text{ мкс.}$$

Каждое окно обозначается буквами TN с номером от 0 до 7.

Рассмотренный порядок деления кадров в цифровой последовательно-сти наглядно поясняет, каким образом в стандарте GSM реализован принцип многостанционного доступа с временным разделением одного частотного канала шириной 200 кГц между мобильными абонентами сети.

Физический смысл окна – это заданный интервал времени, в течении которого пакет цифрового потока, соответствующий оцифрованному речевому сообщению или данным, подается на модулятор передатчика МС или БС.

Для передачи информации и сигналов управления, для подстройки несущих частот, обеспечения кадровой синхронизации между БС и мобильными станциями, организации каналов доступа и др. в структуре TDMA-кадра используются пять видов временных интервалов (окон).

1. NB (Normal Burst) – нормальный временной интервал.

2. FB (Frequency correction Burst) – временной интервал подстройки частоты.

3. SB (Synchronisation Burst) – интервал временной синхронизации.

4. DB (Dummy Burst) – установочный интервал.

5. AB (Access Burst) – интервал доступа к сети GSM.

Мультикадр первого типа используются для организации каналов трафика и совмещенных с ними каналов управления. В каналах трафика передают оцифрованные речевые сигналы. Структура мультикадра для передачи речи с полной скоростью представлена на рис. 2.3, где буквой  $T$  обозначены TDMA-кадры, в которых передаются сигналы трафика. TDMA-кадр №13 этого мультикадра выделен для организации медленного совмещенного канала управления SACCH (см. разд. 2.3). TDMA-кадр № 26 не используется. В нем ничего не передают.

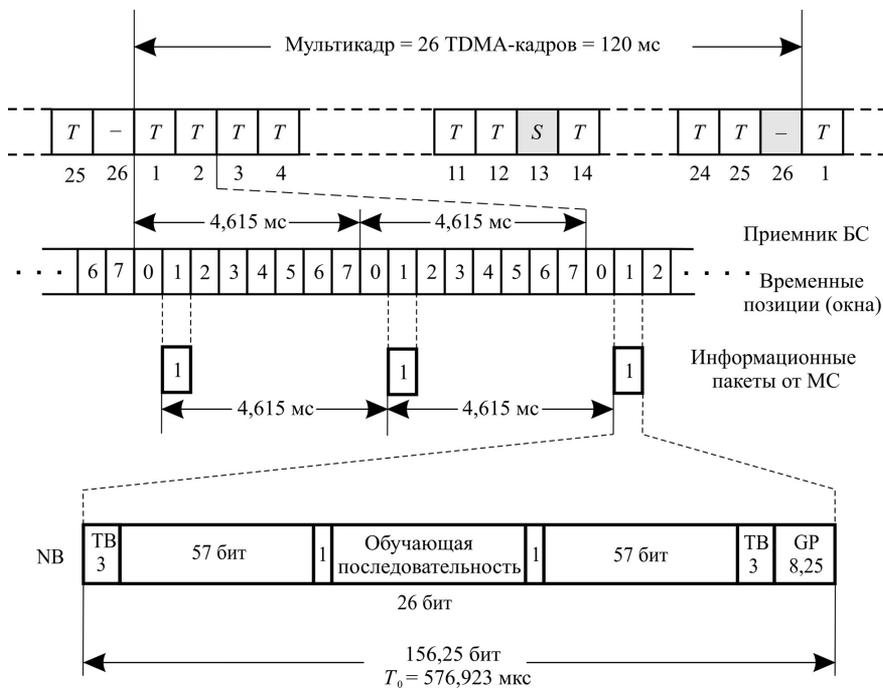


Рис. 2.3. Структура мультикадра первого типа

Как уже отмечалось, длительность TDMA-кадра равна  $T_k = T_{ml}/26 = 120 \text{ мс}/26 = 4,615 \text{ мс}$ , а длительность окна (слота) составляет  $T_0 = 576,923 \text{ мкс}$ .

В окнах размещаются нормальные пакеты NB. Каждый NB пакет (рис. 2.3) содержит:

- 1) два поля по 57 бит зашифрованной речевой информации;
- 2) поле обучающей последовательности 26 бит;
- 3) два поля по одному биту, т.е. два флажка, определяющие тип передаваемой информации (0 – речевая, 1 – служебная);
- 4) две концевые комбинации TB (Trial Bits), указывающие границы передаваемого блока.

Обучающая последовательность имеет неизменный вид и используется для решения следующих задач:

- оценка качества связи посредством сравнения принятой последовательности с эталонной;
- периодическая (через каждые 4,615 мс) оценка импульсной характеристики радиотракта и подстройка адаптивного эквалайзера для коррекции

частотной характеристики канала, которая подвергается искажениям в результате быстрых селективных замираний;

– оценка времени распространения радиоволн между БС и МС для определения того момента, когда МС должна начинать передачу пакета NB.

Наличие защитного интервала в слоте GP (Guard Period) длительностью 8,25 бит (30,44 мкс) предотвращает наложение пакетов на входе приемника БС, поступающих от различных мобильных станций при их перемещении во время сеанса связи.

Для передачи оцифрованной речи используют TDMA-кадры 1-12 и 14-25, т.е. 24 кадра из 26. Каждый пользователь занимает в TDMA-кадре одно из восьми окон, причем номер окна сохраняется во всех кадрах. В каждом окне передается NB пакет, содержащий 114 бит зашифрованной цифровой телефонии. Поскольку длительность мультикадра трафика равна  $T_{м1} = 120$  мс, то скорость информационного потока одного абонента составляет

$$R_{аб} = \frac{114 \cdot 24}{120} = 22,8 \text{ кбит/с.}$$

Суммарная скорость передачи информации в стандарте GSM равна

$$R_{GSM} = \frac{26 \cdot 8 \cdot 156,25}{120} = 270,833 \text{ кбит/с.}$$

Поток с такой скоростью будет иметь место на входе одного приемника БС, принимающего радиосигнал на одной рабочей частоте, когда абоненты МС используют все восемь окон каждого TDMA-кадра.

На основании рис. 2.3 легко можно рассчитать длительность одного информационного символа (бита). Она равна

$$T_6 = \frac{T_0}{156,25} = \frac{576,923}{156,25} = 3,6923 \text{ мкс.}$$

Общее число символов (бит) в мультикадре трафика равно  $156,25 \cdot 8 \cdot 26 = 32500$  бит.

Построение мультикадров на нисходящей и восходящей линиях однотипно, однако нисходящий поток опережает восходящий на три временных интервала (окна), поэтому передатчик и приемник МС никогда не работают одновременно. Для каждого абонента, получившего доступ к сети, выделяется две частоты  $f_i$  и  $f'_i$ , а также номер окна в TDMA-кадре, например №1, как показано на рис. 2.4. Следует отметить, что значения мощности передатчика МС, приведенные в разд. 2.1, относятся к мощности «вспышки». Средняя же мощность передатчика оказывается в 8 раз меньше, так как 7/8 времени передатчик выключен.

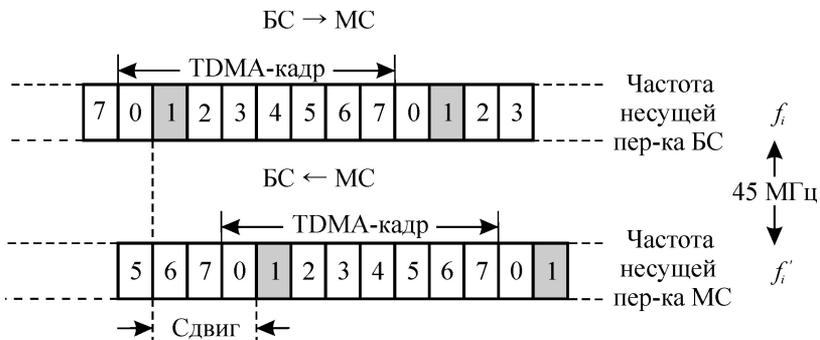


Рис. 2.4. Сдвиг мультикадров во встречных потоках

### 2.3. Организация физических и логических каналов в стандарте GSM

Как уже отмечалось, в стандарте GSM используется комбинация FDMA+TDMA, поэтому число каналов равно  $124 \cdot 8 = 992$ . Это так называемые **физические каналы**.

Прежде чем сформировать физический канал, передаваемые сообщения и данные, представленные в цифровой форме, группируются и объединяются в так называемые **логические каналы**. В каждом физическом канале может быть размещено несколько логических каналов.

Всего в стандарте GSM существует 11 логических каналов: два из них используются в качестве каналов связи, т.е. для передачи кодированной речи и данных – Traffic Channel (TCH), а девять для передачи сигналов управления и синхронизации – Control Channel (CCH).

Уже такое неравенство в числе каналов говорит о том, насколько процесс управления сетью сложнее, чем непосредственная процедура передачи информации от одного абонента к другому.

Различают следующие логические каналы связи.

1. Логический канал TCH/F (Full rate TCH) – канал передачи сообщений с полной скоростью 22,8 кбит/с.

2. Логический канал TCH/H (Half rate TCH) – канал передачи сообщений с половинной скоростью 11,4 кбит/с.

Один физический канал (пакет NB) можно использовать для организации одного логического канала TCH/F или двух TCH/H.

В зависимости от назначения и способа организации все каналы управления принято разделять на четыре категории:

1. BCCH (Broadcast Control Channels) – широковещательные каналы для передачи команд в направлении от БС к МС без конкретной адресации, обеспечивают настройку МС для работы в сети.

2. CCCH (Common Control Channels) – общие каналы управления.

3. SDCCH (Stand-alone Dedicated Control CHannels) – индивидуальные каналы управления, используемые для передачи служебной информации в двух направлениях для связи между БС и конкретной МС.

4. ACCH (Associated Control CHannels) – совмещенные каналы управления, которые также используются для передачи служебной информации в двух направлениях. В прямом направлении передаются команды от БС к МС, в обратном направлении передается информация о статусе МС.

В свою очередь, в каждую из категорий входят специализированные каналы для передачи определенного вида команд.

Перечислим каналы управления, входящие в категорию BCCH.

1. FCCH (Frequency Correction CHannel) – канал подстройки частоты генераторов МС. По этому каналу передается не модулированная несущая с фиксированным частотным сдвигом относительно номинального значения частоты канала связи.

2. SCH (Synchronisation CHannel) – канал синхронизации, по которому на МС передается информация для кадровой синхронизации работы аппаратуры БС и МС.

3. BCCH (Broadcast Control CHannel) – канал управления передачей, обеспечивает формирование и передачу на МС разнообразной служебной информации.

В число общих каналов управления CCCH входят следующие каналы:

4. PCH (Paging CHannel) – канал вызова мобильной станции – односторонний канал от БС к МС, который используется для передачи сигнала входящего вызова к МС. С помощью PCH базовая станция начинает обслуживание RACH запроса.

5. RACH (Random Access CHannel) – канал параллельного доступа, используется только в направлении от МС к БС. По этому каналу МС передает запрос с просьбой предоставить ей индивидуальный канал для двустороннего обмена информацией с БС. Канал доступа является общим для всех МС данной зоны, поэтому для работы используется алгоритм асинхронного случайного многостанционного доступа ALOHA.

6. AGCH (Access Grant CHannel) – канал разрешения доступа, направление передачи от БС к МС. С помощью AGCH базовая станция продолжает обслуживание RACH запроса. Посредством AGCH БС передает на МС сообщение о разрешении занять SDCCH канал.

Различают три двусторонних канала управления между БС и МС:

7. SDCCH (Stand-alone Dedicated Control CHannel) – индивидуальный выделенный канал управления для связи в двух направлениях между БС и МС. Последние два канала являются совмещенными, т.е. они организованы в TDMA-кадрах трафика и имеют формат NB.

8. SACCH (Slow Associated Control CHannel) – медленный совмещенный канал управления. По направлению «вниз» БС передает команды для установки уровня мощности передатчика МС. По направлению «вверх» МС посылает данные об установленной мощности передатчика, об измеренном на входе приемника уровне радиосигнала и его качестве.

9. FACCH (Fast Associated Control Channel) – быстрый совмещенный канал управления служит для обмена служебной информацией между БС и МС при переходе МС из одной соты в другую, т.е. при эстафетной передаче МС от одной БС к другой.

Все каналы управления стандарта GSM сведены в табл. 2.2.

Таблица 2.2

Классификация каналов управления

Категория каналов управления		Назначение каналов	
BCCH	Вещательные	Коррекция частоты	FCCH
		Синхронизация	SCH
		Управление передачей	BCCH
CCCH	Общие	Пейджинга	PCH
		Случайного доступа	RACH
		Разрешенного доступа	AGCH
DCCH	Назначенные	Индивидуальные	SDCCH
ACCH	Совмещенные	Быстрый совмещенный	FACCH
		Медленный совмещенный	SACCH

Развернутая схема, иллюстрирующая состав каналов радиоинтерфейса системы GSM, представлена на рис. 2.5.

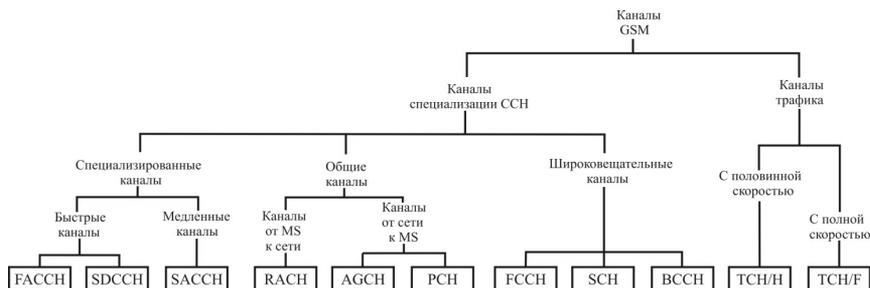


Рис. 2.5. Состав логических каналов системы GSM

Для организации каналов управления (кроме FACCH и SACCH) используется мультикадр второго типа, который насчитывает 51 TDMA-кадр, каждый из которых содержит 8 окон (слотов). Такой мультикадр длится 235,385 мс. Прямое и обратное направления имеют различные структуры мультикадров. Выше был приведен список пакетов управления. Содержание пакетов управления и их назначение представлены на рис. 2.6.

Сообщения каналов BCCH и CCCH, передаваемые по прямой линии от БС к МС, размещаются в нулевых слотах первых 50-ти TDMA-кадров мультикадра второго типа. Последний, 51-й, TDMA-кадр этого мультикадра остается свободным [10, 18].



редачи запроса МС на обслуживание. Сообщения RACH могут быть переданы в нулевом окне (слоте) любого TDMA-кадра 51-кадрового мультикадра. При этом используется структура логического канала, соответствующая так называемому пакету доступа АВ (рис. 2.6).

Все сказанное иллюстрирует рис. 2.8.



Рис. 2.8. Структура мультикадра каналов управления в обратном направлении

## 2.4. Кодирование речевых сигналов в мобильных системах радиосвязи

Цифровые методы передачи речевых сигналов можно условно разделить на две группы.

*Первая* основана на принципах, сохраняющих форму непрерывного речевого сигнала, и опирается на теорему Котельникова, что гарантирует естественное звучание голоса собеседника. Сюда относятся ИКМ, ДИКМ, АИКМ, дельта – модуляция (ДМ) и др. Для передачи разговорного сигнала используется основной цифровой канал (ОЦК), который предполагает передачу 8000 отсчетных значений в секунду. Каждый отсчет квантуется и кодируется 8-значным кодом, что порождает цифровой поток со скоростью 64 кбит/с. Если кодировать не отсчетные значения, а их разность, то скорость можно снизить до 16 – 32 кбит/с.

Недостаток этих методов – относительно высокая скорость следования символов в цифровом потоке, что объясняется большой информационной избыточностью человеческой речи.

*Вторая* группа методов основана на принципах информационного сжатия передаваемых сообщений. Здесь применяются устройства, которые называются **вокодерами** (от англ. voice coder). В вокодерных системах не стремятся сохранить форму речевого сигнала из-за его информационной избыточности. Его вообще не передают по каналу связи. Вместо оцифрованной телефонии по каналу связи передают специальные команды для управления синтезатором речи в приемнике абонента.

Сущность вокодерной передачи состоит в том, что на передающем конце устанавливают анализатор речевого сигнала, а на приемном синтезатор речи. Анализатор выделяет существенные особенности из фрагмента речевого сигнала и формирует из них так называемые сигнал-параметры. Синтезатор представляет собой имитатор речевого аппарата человека. Под воздействием сигнал-параметров он воспроизводит звуки человеческой речи.

Преимущество вокодера заключается в малой скорости следования символов на выходе кодера, которая может быть порядка 2,4 кбит/с и меньше. При этом сохраняется разборчивость и узнаваемость речи, однако теряется ее индивидуальность и эмоциональная окраска.

К настоящему времени для мобильных систем радиосвязи разработано довольно много типов вокодеров, основанных на различных оригинальных идеях.

Первое, с чем приходится знакомиться при изучении вокодеров, это понятия *сигнала возбуждения*. Естественным аналогом сигнала возбуждения в разговорном процессе является так называемый *основной тон*, который представляет собой последовательность импульсов, возникающую вследствие прерывания потока воздуха голосовыми связками человека. Частота основного тона индивидуальна и колеблется от 80 до 1200 Гц. В некоторых типах вокодеров основной тон выделяют из речевого сигнала и передают по каналу связи, чтобы возбуждать им фильтр-синтезатор в приемнике. Это повышает естественность звучания, однако увеличивает скорость потока на выходе кодера до 13 – 15 кбит/с.

Установлено, что степень сжатия речевого сигнала зависит от способа формирования сигнала возбуждения. Используются следующие разновидности возбуждения синтезатора: возбуждение основным тоном; на основе ошибки предсказания  $e(t)$ ; многоимпульсное возбуждение; кодовое возбуждение и др.

Для иллюстрации работы вокодерной системы рассмотрим известный стандарт, использующий алгоритм линейного предсказания с кодовым возбуждением – CELP (Code Excited Linear Prediction).

Основные узлы CELP-кодера представлены на рис. 2.9.

В стандарте CELP сигнал возбуждения формируется из импульсных последовательностей, выбираемых из двух кодовых книг. Кодовая книга – это матрица, каждая строка которой представляет собой запись некоторого отрезка (вектора) оцифрованного сигнала возбуждения. Фиксированная кодовая книга создается на этапе разработки системы и является неизменной. Строки адаптивной кодовой книги заполняются фрагментами сигналов возбуждения, взятыми из прошлых реализаций.

Для определения сигнала возбуждения на очередном сегменте (20 мс) применяется процедура, получившая название «*анализ через синтез*», которая реализуется по схеме, представленной на рис. 2.9. В схему кодера включен синтезатор речевого сигнала (декодер) точно такой же, как и на прием-

ной стороне (выделен штриховой линией). Декодер формирует оценки речевого сигнала  $\hat{s}(t)$ .

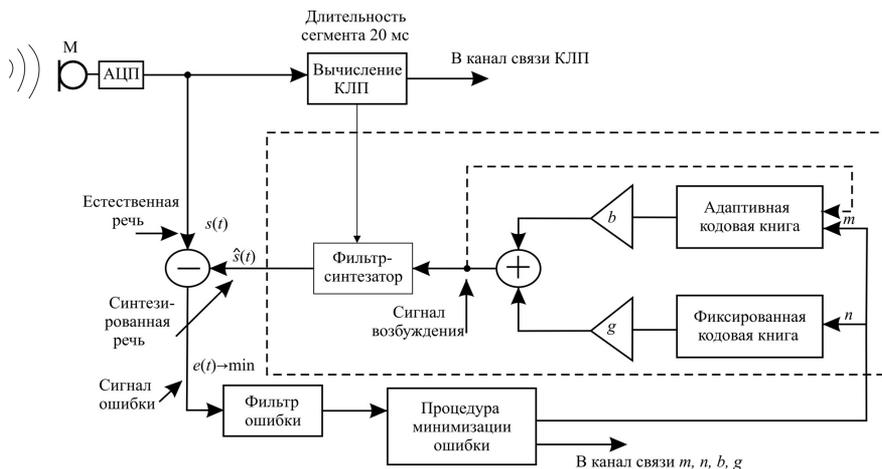


Рис. 2.9. Речевой кодер стандарта CELP

Посредством перебора векторов из кодовых книг и последующего сравнения речевого сигнала  $s(t)$  и его оценки  $\hat{s}(t)$ , добиваются минимального значения сигнала ошибки  $e(t)$ . В результате этой процедуры получают номера строк  $m$  и  $n$  и коэффициенты усиления  $b$  и  $g$ , от которых зависит уровень сигнала возбуждения.

Поиск оптимальных векторов в кодовых книгах требует достаточно объемных вычислений, для чего необходимо затратить 5 – 8 мс.

Кроме указанных четырех параметров, на основании анализа речевого сигнала удается получить *коэффициенты линейного предсказания* (КЛП) для настройки частотных характеристик фильтра-синтезатора.

Полученные значения КЛП, номера строк  $m$  и  $n$ , квантованные значения  $b$  и  $g$  кодируются, объединяются в кадры и передаются по каналу связи.

Схема речевого декодера, используемая в приемнике абонента, показана на рис. 2.10. На основании принятых сигналов из кодовых книг извлекаются кодовые комбинации, записанные в строках с номерами  $m$  и  $n$ , устанавливаются коэффициенты усиления  $b$  и  $g$  и формируется сигнал возбуждения для воспроизведения речевого фрагмента. Перед этим согласно принятым КЛП происходит настройка фильтра-синтезатора, который представляет собой нерекурсивный цифровой фильтр с регулируемыми коэффициентами передачи в отводах от звеньев линии задержки. КЛП используются для установки соответствующих коэффициентов в отводах. После синтезатора сигнал поступает на ЦАП, усилитель звуковой частоты (УЗЧ) и громкоговоритель.

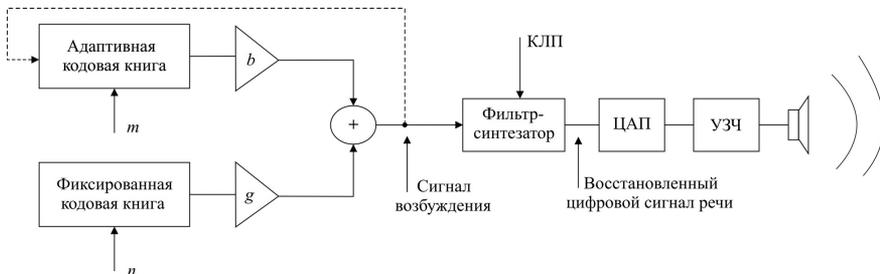


Рис. 2.10. Структурная схема речевого декодера

В заключение следует отметить, что для возбуждения синтезатора можно использовать местный генератор, передавая по каналу связи только КЛП. В качестве сигналов возбуждения пробовали применять белый шум, различные импульсные последовательности и др. При этом сохранялась разборчивость речи, однако качество воспроизведения резко снижалось.

## 2.5. Кодирование речи в стандарте GSM

При кодировании разговорного сигнала в мобильных системах GSM используют кодер с регулярным импульсным возбуждением, долговременным предсказанием и линейным кодированием с предсказанием – RPE/LTP – LPC (regular pulse excitation/long term prediction – linear predictive coding). Долговременное предсказание предназначено для устранения избыточности, вызванной корреляцией периодов основного тона (фильтр с большой постоянной времени), а линейное предсказание – для устранения избыточности из-за корреляции соседних отсчетов (фильтр с малой постоянной времени).

Структурная схема радиопередатчика терминала абонента приведена на рис. 2.11.

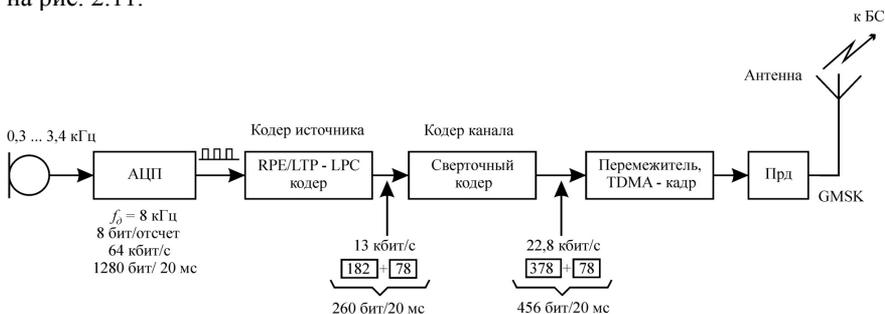


Рис. 2.11. Последовательность этапов обработки речевого сигнала

Речевой сигнал в полосе 0,3...3,4 кГц дискретизируется с частотой  $f_d = 8$  кГц, каждый отсчет квантуется и кодируется восьмиразрядным двоич-

ным кодом. В результате этого образуется сигнал цифровой телефонии, т.е. цифровой поток со скоростью 64 кбит/с, который подается на вход RPE-LTP – кодера.

В кодере источника цифровой поток прежде всего разделяется на 20-миллисекундные сегменты речи, содержащие по 160 отсчетов (1280 бит). Сжатие речевого сигнала происходит в три этапа (рис. 2.12):

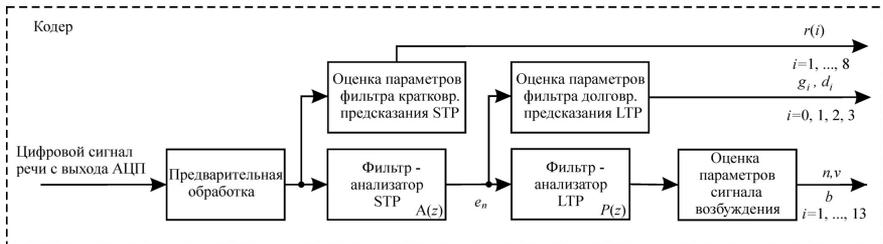


Рис. 2.12. Упрощенная блок-схема кодера речи стандарта GSM

1. На первом этапе для каждого сегмента речи оцениваются параметры фильтра кратковременного линейного предсказания STP (Short-Term Prediction), т.е. 8 коэффициентов  $k_i$ ,  $i = 1, \dots, 8$  (порядок предсказания  $M = 8$ ). Конструктивно фильтр анализатор STP представляет собой трансверсальный фильтр или решетчатый фильтр порядка  $M = 8$ .

Коэффициенты  $k_i$  имеют разные динамические диапазоны изменения и разные плотности распределения вероятностей, поэтому каждый из них кодируется соответствующим количеством битов.

Для эффективного использования линии связи вычисляют функции от коэффициентов  $k_i$ , так называемые логарифмические отношения площадей

$$r(i) = \log \frac{1 - k_i}{1 + k_i}, \quad i = 1, \dots, 8, \quad (2.3)$$

что предполагает переход к кусочно-линейной аппроксимации нелинейной характеристики квантования.

Распределение числа битов для кодирования  $r(i)$  представлено в табл. 2.3.

Всего на оцифровку коэффициентов фильтра-анализатора STP затрачивается  $2 \cdot 6 + 2 \cdot 5 + 2 \cdot 4 + 2 \cdot 3 = 36$  бит. Таким образом, линейное кратковременное предсказание устраняет корреляционные связи между соседними отсчетами.

2. Кратковременное предсказание STP не обеспечивает достаточной степени устранения избыточности речи.

Для дальнейшего сжатия отсчеты ошибки  $e_s(n)$  с выхода STP-фильтра подвергаются дополнительной обработке в фильтре-анализаторе LTP (Long-Term Prediction). Для этого каждые 160 отсчетов ошибки предсказания  $e(n)$  разделяются на четыре подсегмента по 40 отсчетов в каждом.

Таблица 2.3

## Кодирование выходной информации кодера речи стандарта GSM

Передаваемые параметры	Число бит	Примечания
Параметры фильтра кратковременного предсказания (логарифмические отношения площадей $r_i, i=1, \dots, 8$ )	36	$r_1, r_2$ – по 6 бит; $r_3, r_4$ – по 5 бит; $r_5, r_6$ – по 4 бита; $r_7, r_8$ – по 3 бита;
Параметры фильтра долговременного предсказания (коэффициент предсказания $g$ , задержка $d$ , для каждого из четырех подсегментов)	36	$g$ – 2 бита, $d$ – 7 бит
Параметры сигнала возбуждения (номер последовательности $n$ , максимальная амплитуда $v$ , нормированные амплитуды импульсов $b_i, i=1, \dots, 8$ , для каждого из четырех подсегментов)	188	$n$ – 2 бита, $v$ – 6 бит, $b_i$ – 3 бита
Всего за 20-миллисекундный сегмент	260	

Обычно долговременное предсказание имеет порядок  $M = 1$ , так что передаточная характеристика ЛТР-фильтра на каждом подсегменте определяется единственным коэффициентом предсказания  $g_i$  и задержкой  $d_i$ :

$$P(z) = 1 - g_i z^{-d_i}, \quad i = 0, 1, 2, 3.$$

Задержка  $d$  обычно составляет 20...160 интервалов дискретизации речевого сигнала, что соответствует диапазону частот основного тона 30...400 Гц.

Согласно табл. 2.3 для оцифровки параметров ЛТР-фильтра затрачивается  $4 \cdot 2 + 4 \cdot 7 = 36$  бит. Восемь коэффициентов  $r(i)$  LPC-анализатора и оба параметра ЛТР-анализатора образуют поток со скоростью 3,6 кбит/с (72 бита/20 мс).

3. На третьем этапе получают последовательность возбуждения. В кодере стандарта GSM реализован принцип многоимпульсного возбуждения. Для этого оставшийся после ЛТР-фильтра сигнал подают на низкочастотный фильтр, который выполняет простое адаптивное прореживание, что достигается за счет передачи каждого третьего отсчета.

Из 40 отсчетов на каждом подсегменте удаляют сороковый. Оставшиеся 39 отсчетов разделяют на три группы следующим образом:

- в первой группе отсчеты 1, 4, ..., 34, 37;
- во второй группе отсчеты 2, 5, ..., 35, 38;
- в третьей группе отсчеты 3, 6, ..., 36, 39.

В каждой группе по 13 импульсов. В качестве сигнала возбуждения выбирается та из последовательностей, энергия которой максимальна. Амплитуды импульсов нормируются по отношению к импульсу с наибольшей амплитудой и полученные величины кодируются тремя битами каждая при линейной шкале квантования. Абсолютное значение наибольшей амплитуды кодируется шестью битами в логарифмическом масштабе. Положение перво-

го импульса на оси времени в каждой 13-импульсной группе определяется номером последовательности  $n$ , который кодируется двумя битами.

Таким образом, для каждого из четырех подсегментов оценивается и передается по линии связи следующие сигнал-параметры:

- номер 13-импульсной последовательности –  $n$ ;
- значение амплитуды максимального импульсного импульса –  $v$ ;
- нормированные амплитуды всех импульсов последовательности –  $b_i, i = 1, \dots, 13$ .

Эта информация обновляется каждые 5 мс.

В соответствии с табл. 2.3 можно подсчитать полное число битов, составляющих сигнал многоимпульсного возбуждения на одном сегменте:  $4 \cdot 2 + 4 \cdot 6 + 4 \cdot 13 \cdot 3 = 188$  бит. Скорость передачи этой последовательности составляет  $188/20 \cdot 10^{-3} = 9,4$  кбит/с. Результирующая скорость потока на выходе речевого кодера равна  $3,6 + 9,4 = 13$  кбит/с (260 бит/20 мс). Отсюда следует, что кодер речи осуществляет сжатие информации почти в 5 раз ( $1280/260 = 4,92$ ).

Декодер речевого сигнала выполняет операции, обратные сжатию. Известно, что в вокодерной системе синтезирующий фильтр имеет ту же структуру, что и анализирующий, и определяется тем же набором параметров, однако входы и выходы этих фильтров меняются местами. Если на вход синтезирующего фильтра подать сигнал возбуждения, то на его выходе будет получен оцифрованный речевой сигнал.

Основные узлы декодера, основанного на принципах RPE-LTP, представлены на рис. 2.13. Легко заметить, что они симметрично повторяют схему кодера (рис. 2.12).

Блок формирования сигнала возбуждения, используя принятые параметры, восстанавливает 13-импульсную последовательность для каждого из подсегментов сигнала речи, включая амплитуды импульсов и их расположение на оси времени.

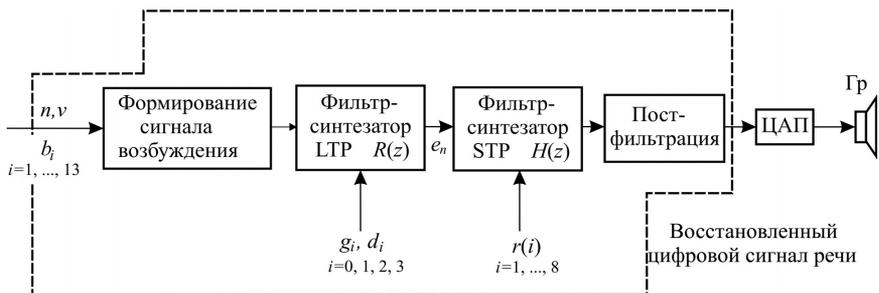


Рис. 2.13. Декодер речи стандарта GSM

Сигнал возбуждения фильтруется фильтром-синтезатором ЛТР, на выходе которого образуется восстановленный остаток предсказания фильтра-анализатора STP  $e_n$ . Передаточная характеристика  $R(z)$  долговременного фильтра-синтезатора обратна характеристике  $P(z)$  (рис. 2.12) с точностью до скалярного коэффициента усиления  $G_1$ , т.е.

$$R(z) = G_1 \frac{1}{P(z)}.$$

Остаток предсказания  $e_n$  далее поступает на решетчатый фильтр-синтезатор STP, причем параметры фильтра из логарифмических отношений площадей  $r(i)$  преобразуются в коэффициенты частичной корреляции  $k_i$  согласно (2.3). Передаточная характеристика фильтра-синтезатора  $H(z)$  обратна характеристике фильтра-анализатора  $A(z)$  с точностью до скалярного коэффициента усиления  $G_2$ , т.е.

$$H(z) = G_2 \frac{1}{A(z)}.$$

Пост-фильтрация компенсирует те предсказания речевого сигнала, которые были внесены в блоке предварительной обработки на передающем конце (рис. 2.12) для снижения искажений в тракте передачи. Сигнал на выходе постфильтра является восстановленным цифровым сигналом речи.

Подводя итоги сказанному, следует заметить, что методы вокодерной передачи на основе линейного предсказания успешно развиваются в рамках совершенствования мобильных систем радиосвязи. При этом моделирование механизма речеобразования отступает на второй план, уступая место анализу статистических характеристик речевого сигнала по жестко установленному алгоритму, как и при кодировании мгновенных значений сигнала. Поэтому фактически граница между двумя классическими методами обработки – кодирования формы сигнала и кодирования источника сигнала – в определенном смысле стираются [18, стр. 88].

## 2.6. Канальное кодирование в стандарте GSM

Кодер канала является вторым кодирующим устройством в передатчике мобильного телефона. Он осуществляет помехоустойчивое кодирование сигнала речи, т.е. такую обработку цифрового потока, которая позволяет обнаруживать и в значительной мере исправлять в приемнике ошибки, которые возникают вследствие селективных замираний, шумов, помех и т.д. Возможность корректировать ошибки появляется из-за введения в передаваемый цифровой поток довольно большого объема избыточной (контрольной) информации посредством блочного и сверточного кодирования.

Кодирование входной информации выполняется в течение 20-миллисекундных интервалов, на которых размещается по 260 двоичных символов. Исследования показали, что различные биты, сформированные рече-

вым кодером, имеют неодинаковую ценность при восстановлении речевого сигнала. Некоторые ошибки делают речь невнятной, а другие ошибки практически не влияют на разборчивость. Отсюда вывод – не все биты нужно защищать в одинаковой степени.

Перед началом кодирования блок из 260 битов разделяют на два класса, как показано на рис. 2.14 [16].

К первому классу относят 182 бита и кодируют, а оставшиеся 78 битов относят ко второму классу и передают без помехоустойчивого кодирования. В свою очередь, первый класс разделяют на два подкласса.

В подкласс 1a входят 36 битов параметров фильтра кратковременного предсказания (STP) и 14 битов параметров фильтра долговременного предсказания (LTP) – всего 50 бит.

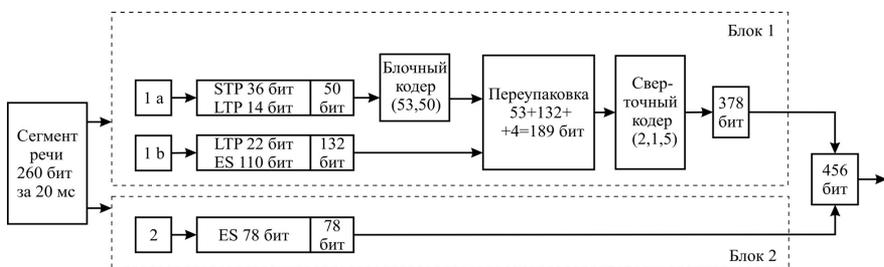


Рис. 2.14. Схема кодирования сегмента речевого сигнала

В подкласс 1b входят оставшиеся 22 бита параметров долговременного предсказания (LTP) и 110 битов сигнала возбуждения ES (Excitation Signal) – всего 132 бита (см. табл. 2.3).

Информация класса 1a кодируется блочным кодом, обнаруживающим ошибки, укороченным систематическим циклическим кодом (53, 50), дающим 3-битовый код чётности. После этого вся информация класса 1 переупаковывается, к ней добавляются 4 нулевых бита, что дает 189 битов. Далее эти биты поступают на сверточный кодер со скоростью кодирования  $R = 1/2$  и кодовым ограничением  $K = 5$ . В результате  $189 \cdot 2 = 378$  битов с выхода сверточного кодера вместе с 79 битами класса 2 образуют 456 битов. Таким образом, скорость цифрового потока на выходе канального кодера равна 456 бит/20 мс или 22,8 кбит/с.

При декодировании в приемнике адресата сначала выполняется разделение символов цифрового потока на два класса и сверточное декодирование символов класса 1. При этом исправляются ошибки в пределах возможности сверточного кода. Затем для символов подкласса 1a по коду четности проверяется наличие остальных ошибок. Блочный декодер может только обнаружить ошибки, но не исправить их. Если ошибки не обнаружены, то принятые символы поступают для дальнейшей обработки. Если ошибки обнаружива-

ются, то обработка данного сегмента на этом заканчивается, и он заменяется интерполированной информацией смежных сегментов.

## 2.7. Перемежение и формирование TDMA-кадра

При передаче сигнал-параметров речевого сигнала по радиотракту возникают ошибки, которые имеют тенденцию группироваться в пакеты. Существующие методы блочного и сверточного кодирования успешно корректируют одиночные ошибки, однако они плохо работают в условиях, когда ошибки объединяются в пакеты. В принципе можно применить специальные коды, корректирующие пакетные ошибки большой кратности, однако на практике чаще прибегают к более испытанному средству.

В сетях мобильной радиосвязи нашел применение метод **перемежения** (interleaving), который позволяет преобразовывать пакеты ошибок в одиночные ошибки. Следует подчеркнуть, что количество ошибочных битов при этом не изменяется, однако после перемежения они рассредоточиваются по цифровому потоку.

Существует много схем перемежения: диагональная, блочная, сверточная и др. Рассмотрим принцип перемежения на примере простой схемы (рис. 2.15).

Цифровой поток в передающей части построчно записывается в матрицу  $M_{m,n}$ , каждый элемент которой  $a_i$  может быть символом или группой символов. Записанный в  $M_{m,n}$  блок считывается по столбцам и передается по каналу связи. Считывание по столбцам даёт выходную последовательность, в которой соседние входные биты разнесены на  $n$  позиций.

В приемнике поступивший информационный блок, содержащий пакеты ошибок, записывается в аналогичную матрицу по столбцам, а считывается по строкам.

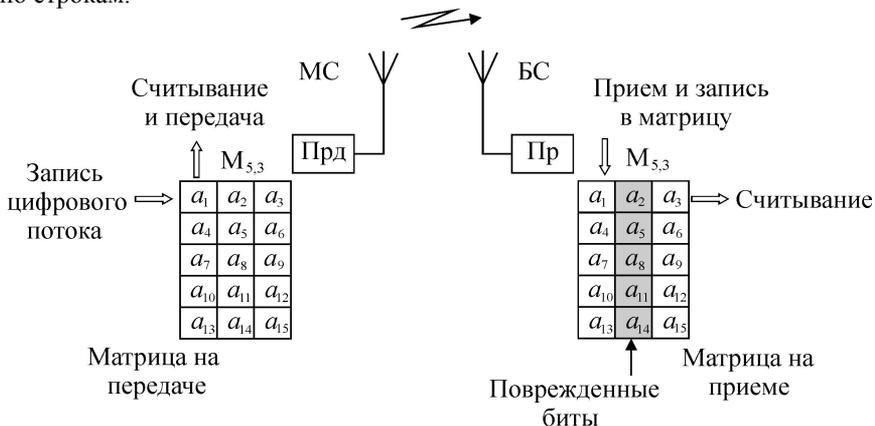


Рис. 2.15. Блочная схема перемежения и деперемежения

На рис. 2.16 представлен процесс перемежения для  $(5 \times 3)$  – матриц.

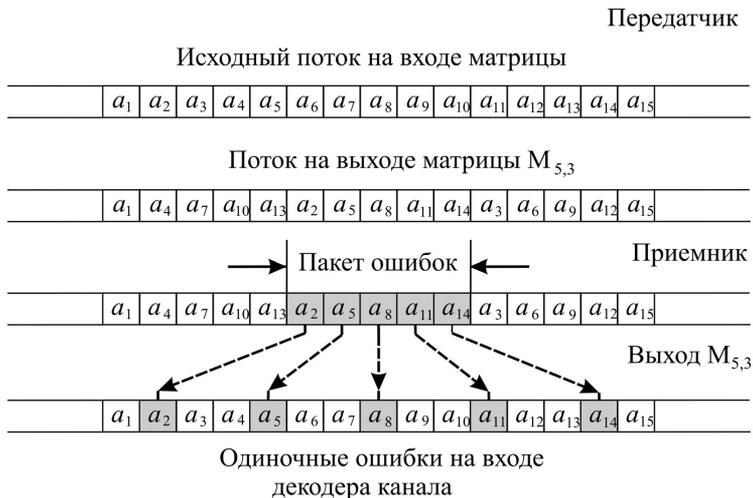


Рис. 2.16. Иллюстрация преобразования пакета ошибок в одиночные ошибки

Для борьбы с длинными пакетами ошибок приходится увеличивать размеры матриц. Однако это приводит к увеличению задержки речевого сигнала.

Следует отметить, что если считывание и запись столбцов в матрицах производить в порядке, определяемом секретным ключом, то это даст возможность для дополнительного шифрования передаваемой информации.

Все сказанное позволяет сделать следующие выводы.

1. Размеры столбцов матрицы определяют длину пакета ошибок, который можно «рассыпать» в одиночные ошибки.
2. Размеры строк определяют расстояние между соседними одиночными ошибками.
3. Если в канале радиосвязи преобладают одиночные ошибки, то перемежение группирует их в пакеты и тем самым снижает помехоустойчивость связи.

В стандарте GSM используется довольно сложная и эффективная схема блочно-диагонального перемежения [10]. Вся процедура перемежения укладывается на 20-миллисекундном сегменте. При этом пакет из 456 бит закодированного речевого сигнала разбивается на 8 блоков по 57 бит в каждом.

Алгоритм разбиения показан на рис. 2.17.

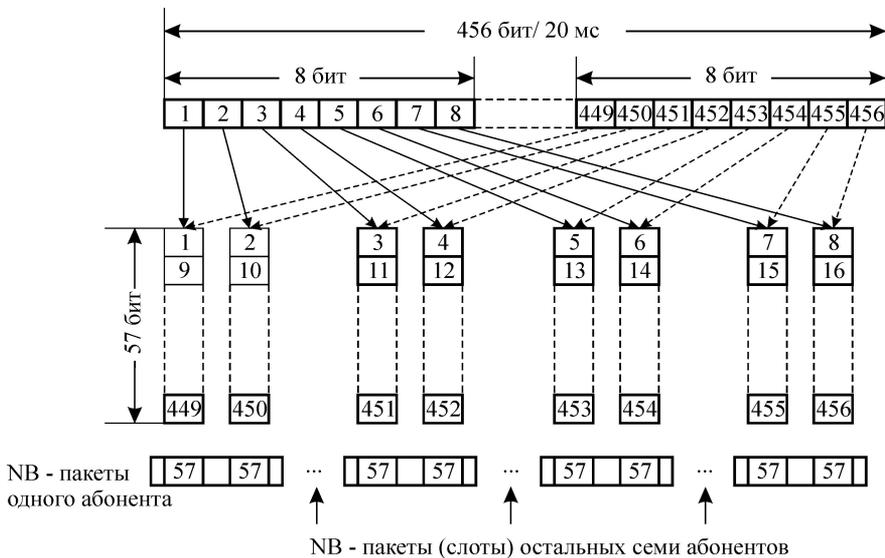


Рис. 2.17. Принцип перемежения и формирования TDMA-кадров в стандарте GSM

Вначале между блоками распределяются первые 8 битов из 456, затем следующие 8 битов и т.д. В результате этого в первый блок попадают биты под номерами 1, 9, 17, ..., 449; во второй – биты под номерами 2, 10, 18, ..., 450 и т.д. Полученные таким образом блоки устанавливаются в нормальные временные интервалы NB, которые находятся в четырех следующих друг за другом TDMA-кадрах. Напомним, что первые 148 битов NB-интервала составляют информационную часть. Сюда входят два поля по 57 бит, 2 бита на флажки, определяющие тип передаваемой информации; 26 битов занимает обучающая последовательность; 2 защитных бланка по 3 бита, которые используются в качестве стартового и стопового флагов. Остальные 8,25 бита входят в защитный интервал (см. рис. 2.3).

На этом заканчивается формирование физического канала трафика (Traffic Channel).

После перемежителя цифровой поток, упорядоченный в виде последовательности TDMA-кадров, поступает на модулятор передатчика.

## ГЛАВА 3

### МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ

#### 3.1. Общие сведения о спектрально-эффективных методах модуляции

Ответственными операциями в организации доставки сообщений от МС к БС и обратно являются модуляция и демодуляция несущего гармонического колебания. Эти операции составляют основу радиointерфейса того или иного стандарта мобильной радиосвязи.

Например, в стандарте GSM цифровой поток на выходе блока формирования TDMA-кадров представляет собой квазислучайную последовательность прямоугольных импульсов длительностью  $T_b = 3,6923$  мкс (см. разд. 2.2). График энергетического спектра такого сигнала расположен в основной полосе и занимает участок оси от нуля до частоты  $1/T_b = 270,833$  кГц, на которой расположен первый нуль. В процессе модуляции энергетический спектр цифрового потока переносится в отведенную  $i$ -ю полосу частот радиоканала шириной  $\Delta f_{\text{GSM}} = 200$  кГц с центральной частотой  $f_i' = 890,2 + 0,2(i-1)$ , МГц, на которую настраивают несущую частоту радиосигнала (см. рис. 2.1).

Проблему такого переноса можно решить, используя различные виды модуляции. В распоряжении разработчиков цифровых систем радиосвязи имеется следующий набор:

- амплитудная модуляция;
- фазовая модуляция;
- частотная модуляция;
- комбинация первых трех видов модуляции.

Казалось бы, такой скромный набор вариантов не может обеспечить свободу для творчества. Однако это не так. В настоящее время известно большое число эффективных методов цифровой модуляции. Кроме того, не прекращаются поиски новых методов, обладающих заданными свойствами или комбинацией необходимых свойств в частотной и временной областях.

**Амплитудная модуляция.** Любой радиосигнал, т.е. промодулированное гармоническое колебание высокой частоты, можно записать в следующем виде:

$$s(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0], \quad (3.1)$$

где  $A(t)$  – амплитуда несущего колебания;  $\omega_0 = 2\pi f_0$  – несущая частота;  $\varphi(t)$  – медленно меняющаяся часть фазы сигнала;  $\varphi_0$  – начальная фаза.

Обычно название вида модуляции указывает на тот параметр несущего колебания (3.1), который линейно связан с модулирующим сигналом.

При реализации амплитудной модуляции (АМ) амплитуда радиосигнала изменяется пропорционально модулирующему сигналу, представляющему собой передаваемое сообщение. В этом случае

$$A(t) = A_0 + k s_M(t),$$

$$s_{AM}(t) = (A_0 + k s_M(t)) \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (3.2)$$

где  $k$  – коэффициент пропорциональности или крутизна модуляционной характеристики;  $s_M(t)$  – модулирующий сигнал;  $A_0$  – некоторая постоянная составляющая.

Физический смысл постоянной  $A_0$  может раскрыться в результате простого эксперимента. Для выполнения эксперимента необходимо построить математическую модель амплитудного модулятора. Это можно сделать в среде MATLAB, где в двух пакетах расширения – **Signal Processing** и **Communications** имеются функции, реализующие процедуры модуляции и демодуляции.

Однако в данном пособии изложение теоретического материала сопровождается демонстрационными примерами с привлечением базовых функций MATLAB [1, 13], без использования специальных процедур модуляции/демодуляции из упомянутых пакетов. Такой подход позволяет читателю лучше понять сущность рассматриваемых методов и самостоятельно разрабатывать программы для исследования тонкостей изучаемых процессов.

Выберем в качестве примера модулирующего сигнала непрерывную периодическую функцию вида:

$$s_M(t) = \sin(2\pi t) + 0,5 \sin(6\pi t + \pi/2).$$

При реализации АМ к модулирующему сигналу предварительно добавляют постоянную составляющую  $A_0$ , чтобы сделать его однополярным. В нашем случае  $A_0 = 2$ .

Программа для моделирования амплитудной модуляции представлена **Листингом 3.1**.

### Листинг 3.1

```
% Амплитудная модуляция непрерывным
% периодическим сигналом
% Модулирующий сигнал S_M - сумма
% синусоид с различными частотами и фазами
%-----
t=[-1:0.001:1]; % Интервал исследования
% Формирование модулирующего сигнала
S_M=sin(2*pi*1*t)+0.5*sin(2*pi*3*t+pi/2);
A0=2; % Постоянная составляющая
A=A0+sin(2*pi*1*t)+0.5*sin(2*pi*3*t+pi/2);
Fc=10; % Несущая частота
S_AM=A.*cos(2*pi*Fc*t); % АМ-сигнал
%-----
```

```

% График модулирующего сигнала в отдельном окне
subplot(2,1,1)
plot(t,S_M,'r-','LineWidth',2), grid
hold on
plot([-1,1],[0,0],'LineWidth',1.2,'Color','k')%Ось абсцисс
title('Модулирующий сигнал s_M(\itt)')
xlabel('Время')
ylabel('s_M(\itt)','FontSize',14)
% График АМ-сигнала в отдельном окне
subplot(2,1,2)
plot(t,S_AM,t,abs(A0+S_M),'k--','LineWidth',2),grid
hold on
plot([-1,1],[0,0],'LineWidth',1.2,'Color','k')%Ось абсцисс
title('Амплитудная модуляция')
xlabel('Время')
ylabel('s_{AM}(\itt)','FontSize',14)
text(0.62, 3, 'A_{0}=2')

```

Результаты моделирования представлены на рис. 3.1. Легко заметить, что огибающая АМ колебания, изображенная штриховой линией, пропорциональна модулирующему сигналу  $s_M(t)$ .

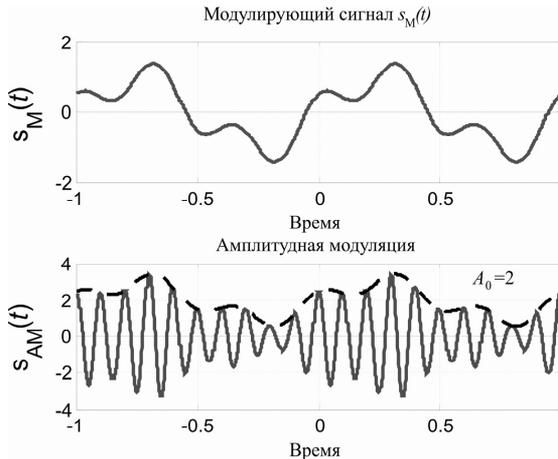


Рис. 3.1. Амплитудная модуляция несущей при добавлении к  $s_M(t)$  постоянной составляющей

Если  $A_0 = 0$ , то модулирующий сигнал остается двухполярным и характер огибающей резко меняется (рис. 3.2). Теперь амплитудная огибающая, которая будет выделена в процессе демодуляции, пропорциональна не модулирующему сигналу, а *модулю* модулирующего сигнала, что, естественно, приведет к нелинейным искажениям. Такой режим называют *перемодуляцией* [2, с. 105].

Вообще говоря, перемодуляция возникает всякий раз, когда нарушается неравенство

$$A_0 \geq |\min \{s_M(t)\}|.$$

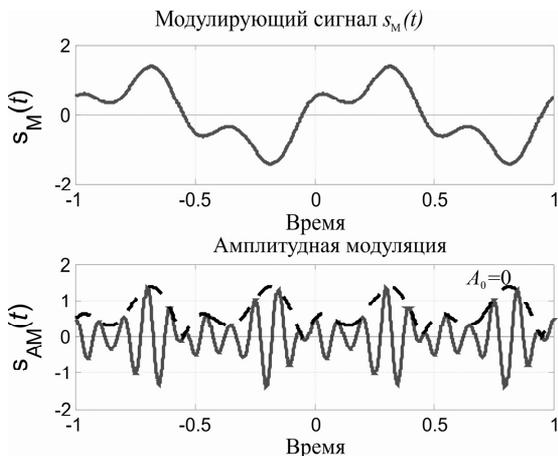


Рис. 3.2. Иллюстрация режима перемодуляции

**Спектр АМ-сигнала.** Выражение (3.1) показывает, что АМ-сигнал представляет собой результат умножения модулирующего сигнала (с добавлением постоянной составляющей) на гармоническое несущее колебание.

В этом случае спектр АМ-сигнала имеет вид [20, с. 433]

$$S_{AM}(\omega) = \frac{1}{2} e^{j\varphi_0} S_M(\omega + \omega_0) + \frac{1}{2} e^{-j\varphi_0} S_M(\omega - \omega_0),$$

где  $S_M(\omega)$  – спектр модулирующего сигнала.

Таким образом, в результате амплитудной модуляции спектр огибающей  $A(t)$  сдвигается в область несущей частоты  $\pm\omega_0$ , «раздваиваясь» и уменьшаясь в два раза по уровню. В общем случае спектр АМ-сигнала содержит несущую (уровень которой определяется постоянной составляющей  $A_0$ ), а также верхнюю боковую полосу (ВБП) и нижнюю боковую полосу (НБП). Ширина спектра АМ-сигнала вдвое больше полосы частот, занимаемой спектром  $S_M(\omega)$ .

Предположим, что модулирующий сигнал представляет собой случайный процесс, энергетический спектр которого можно представить выражением [20]

$$S_M(\omega) = \frac{1}{1 + \omega^2}.$$

Программа **Листинг 3.2** строит графики  $S_M(\omega)$  и  $S_{AM}(\omega)$ .

### Листинг 3.2

```

% Графическое представление спектра
% АМ-сигнала
w=[-20:0.1:20]; % Значения частот на оси
w0=10;          % Значение несущей частоты
%-----
    S_M=1./(1+w.^2); % Спектр модулирующего сигнала
    subplot(2,1,1)
    P11=plot(w,S_M); grid
    set(P11,'LineStyle','--','LineWidth',1.8,'Color','k')
    title('Энергетический спектр модулирующего сигнала')
    xlabel('Частота')
    ylabel('S_M(\omega)')
    ylim([0 1.3])
    text(17,0.2,'\omega','FontSize',14)
    hold on
    plot([0,0],[0,1.1],'LineWidth',1.4,'Color','k')%Ось ординат
%-----
    % Спектр АМ-сигнала
    S_AM=0.5./(1+(w+w0).^2)+0.5./(1+(w-w0).^2);
    subplot(2,1,2)
    plot(w,S_AM,'k-','LineWidth',2); grid
    title('Спектр АМ-сигнала')
    xlabel('Частота')
    ylabel('S_{AM}(\omega)')
    ylim([0 1.3])
    text(17,0.2,'\omega','FontSize',14)
    hold on
    plot([0,0],[0,0.6],'LineWidth',1.4,'Color','k')%Ось ординат
    text(-11,-0.25,'\omega_0','FontSize',14)
    text(9.5,-0.25,'\omega_0','FontSize',14)
    text(5.5,0.3,'НБП','FontSize',10)
    text(12,0.3,'ВБП','FontSize',10)
%-----

```

Рис. 3.3. иллюстрирует результаты работы программы Листинг 3.2.

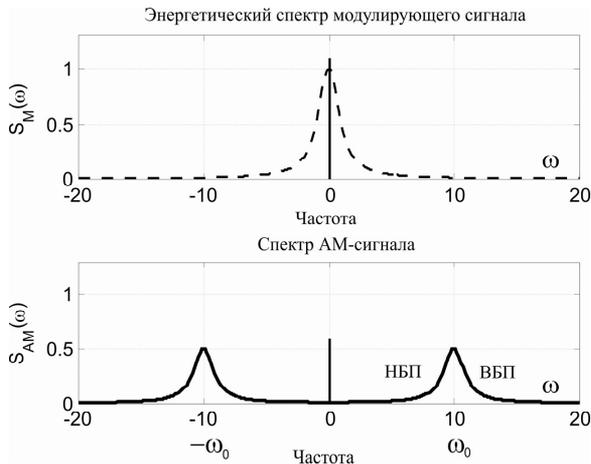


Рис. 3.3. Спектр АМ-сигнала

Кроме рассмотренной двухполосной АМ находят широкое применение однополосные методы АМ. Вопросы амплитудной модуляции и демодуляции несущего колебания исследованы достаточно хорошо. Системы радиосвязи с АМ находили повсеместное применение в течение всего XX века. Многочисленные схемы модуляторов и демодуляторов (детекторов) можно найти в учебниках по передающим и приемным устройствам.

**Амплитудная модуляция импульсным сигналом.** Частным случаем АМ является такая амплитудная модуляция (манипуляция) или ASK (Amplitude Shift Keying), которая реализуется тогда, когда  $s_M(t)$  представляет собой последовательность прямоугольных импульсов. При такой модуляции значение амплитуды радиоимпульса изменяется скачкообразно, оставаясь постоянным в течение длительности импульса.

Модель такого процесса представляет **Листинг 3.3**.

### Листинг 3.3

```
% Амплитудно-импульсная модуляция высокочастотного
% гармонического колебания
N=10; % Количество тактовых интервалов (символов)
      % в модулирующей последовательности
aa=randint(1,N,4); % Формирование матрицы (1xN), т.е.
                  % строки из N случайных целых чисел {0,1,2,3}
Fd=1;           % Символьная скорость F_data, сим/сек
Fc=5;           % Несущая частота, Гц
FsFd=40;        % Отношение Fs/Fd, ед., т.е. число
                % отсчетов на один символ
Fs=Fd*FsFd;     % Частота дискретизации, Гц
t=(0:length(aa)*FsFd-1)/Fs; % Дискретное время, сек
s_M=aa(floor(Fd*t)+1); % Модулирующий сигнал,
% содержащий 40x10=400 отсчетных значений
% Формируем АМ - сигнал
s_ask=aa(floor(Fd*t)+1).*cos(2*pi*Fc*t);
%-----
% График модулирующего сигнала в отдельном окне
subplot(2,1,1)
P11=plot(t,s_M); grid
ylim([-0.2 3.2])
set(P11,'LineWidth',2,'Color','k')
title('Импульсная последовательность')
xlabel('Symbols')
ylabel('s_M')
% График АМ-сигнала в отдельном окне
subplot(2,1,2)
plot(t,s_ask,'r-','LineWidth',2.5),grid
ylim([-4.5 4.5])
hold on
plot([0,10],[0,0],'LineWidth',1.2,'Color','k') %Ось абсцисс
title('Амплитудная манипуляция')
xlabel('Symbols')
ylabel('s_{ASK}')
```

В данном случае для формирования модулирующего сигнала  $s_M(t)$  прежде всего генерируется последовательность из случайно выбранных чисел 0, 1, 2 и 3. Длительность последовательности равна  $N = 10$ . Таким обра-

зом, создается фрагмент  $M$ -ичного цифрового потока, где  $M = 4$ . Затем создается вектор из 400 элементов, где каждое из выбранных чисел повторяется по 40 раз. Это и есть модулирующий сигнал  $s_M(t)$ , в котором прямоугольные импульсы заданы своими отсчетными значениями. После умножения этого сигнала на гармоническое колебание соответствующей частоты образуется ASK-сигнал (рис. 3.4)

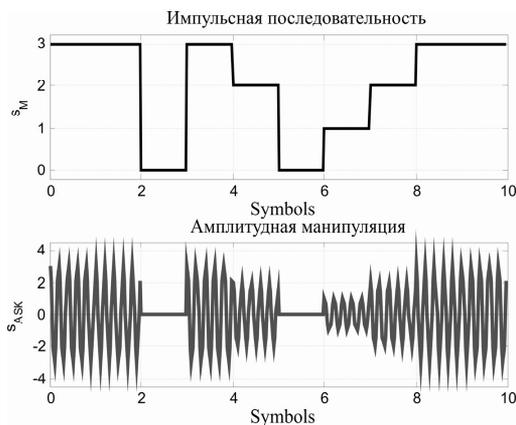


Рис. 3.4. Сигнал с амплитудной манипуляцией

**Радиосигналы с угловой модуляцией.** Как известно [2, 7, 17, 22], фазовая и частотная модуляция тесно связаны друг с другом, благодаря чему они объединяются понятием «угловая модуляция» (angle modulation) и рассматриваются совместно.

Чтобы наглядно продемонстрировать эту связь, рассмотрим простое гармоническое колебание

$$s(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = A \cos \psi(t).$$

Набег фазы за какой-либо конечный промежуток времени от  $t = t_1$  до  $t = t_2$  равен

$$\psi(t_2) - \psi(t_1) = (\omega_0 t_2 + \varphi_0) - (\omega_0 t_1 + \varphi_0) = \omega_0 (t_2 - t_1).$$

Отсюда видно, что угловую частоту можно представить как отношение

$$\omega_0 = \frac{\psi(t_2) - \psi(t_1)}{t_2 - t_1}. \quad (3.3)$$

Из (3.3) следует, что угловая частота есть не что иное, как *скорость изменения фазы колебания*.

При переходе к сложному колебанию, частота которого изменяется во времени, равенство (3.3) необходимо заменить соответствующими интегральными и дифференциальными соотношениями.

Пусть набег фазы несущего колебания связан с модулирующим сигналом соотношением

$$\varphi(t) = ks_M(t).$$

Тогда мы получаем радиосигнал с *фазовой модуляцией* (ФМ) – PM (Phase Modulation):

$$s_{\text{ФМ}}(t) = A \cos(\omega_0 t + ks_M(t)).$$

Аргумент косинусоиды, взятый целиком, называется *полной фазой* колебания:

$$\psi(t) = \omega_0 t + ks_M(t)$$

Для колебания с угловой модуляцией вводится понятие *мгновенной частоты* (instantaneous frequency), равной производной от полной фазы по времени:

$$\omega(t) = \frac{d\psi(t)}{dt} = \omega_0 + k \frac{ds_M(t)}{dt}. \quad (3.4)$$

Таким образом, в случае ФМ изменяется не только начальная фаза, но и мгновенная частота колебания.

Пусть модулирующий сигнал линейно связан с мгновенной частотой высокочастотного колебания

$$\omega(t) = \omega_0 + ks_M(t).$$

Полную фазу можно найти путем интегрирования мгновенной частоты:

$$\psi(t) = \int \omega(\tau) d\tau + \varphi_0 = \omega_0 t + k \int s_M(\tau) d\tau + \varphi_0.$$

В этом случае мы получаем радиосигнал с *частотной модуляцией* (ЧМ) – FM (Frequency Modulation):

$$s_{\text{ЧМ}}(t) = A \cos(\omega_0 t + k \int s_M(\tau) d\tau + \varphi_0).$$

Здесь набег фазы колебания изменяется пропорционально интегралу от модулирующего сигнала

$$\varphi(t) = k \int s_M(\tau) d\tau. \quad (3.5)$$

Выражения (3.4) и (3.5) указывают, каким образом взаимосвязаны ЧМ и ФМ: если изменяется фаза колебания, то изменяется и его мгновенная частота, и наоборот.

Угловые методы модуляции отличаются постоянной огибающей.

Основные сведения, касающиеся различных видов модуляции, представлены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Взаимосвязь модулирующего сигнала  
с параметром модулированного колебания

Параметр	Вид модуляции		
	АМ	ФМ	ЧМ
Амплитуда	$A(t) = A_0 + k s_M(t)$	$A(t) = A$	$A(t) = A$
Фаза	$\varphi(t) = 0$	$\varphi(t) = k s_M(t)$	$\varphi(t) = k \int s_M(\tau) d\tau$
Полная фаза	$\psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0$	$\psi(t) = \omega_0 t + k s_M(t)$	$\psi(t) = \omega_0 t + k \int s_M(\tau) d\tau + \varphi_0$
Мгновенная частота	$\omega(t) = \omega_0$	$\omega(t) = \omega_0 + k \frac{ds_M(t)}{dt}$	$\omega(t) = \omega_0 + k s_M(t)$

Любая модуляция представляет собой некоторое преобразование сигналов, поэтому можно поставить вопрос о том, является ли данное преобразование линейным или нелинейным.

Известно, что линейным называется такое преобразование, для которого справедливы равенства:

$$f(x_1 + x_2) = f(x_1) + f(x_2), \quad (3.6)$$

$$f(ax) = af(x).$$

Первое равенство выражает свойство *аддитивности*, второе – *однородности*. Свойство аддитивности отражает принцип *суперпозиции*. Для АМ справедливы соотношения:

$$[A_1(t) + A_2(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = A_1(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + A_2(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

$$\text{и } [aA(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = aA(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0).$$

Таким образом, АМ является линейным преобразованием. Для угловой модуляции:

$$A \cos(\omega_0 t + \varphi_1(t) + \varphi_2(t)) \neq A \cos(\omega_0 t + \varphi_1(t)) + A \cos(\omega_0 t + \varphi_2(t)),$$

т.е. условия (3.6) не выполняются, и данное преобразование не является линейным.

Итак, ФМ и ЧМ относятся к *нелинейным* видам модуляции. Нелинейность угловых модуляций приводит к появлению различных неожиданных эффектов, которые приходится учитывать в теоретических исследованиях и практических разработках.

**Двоичная фазовая манипуляция.** Простейшей формой ФМ является двоичная фазовая манипуляция ФМ-2 или BPSK (Binary Phase Shift Keying). В случае ФМ-2 при переходе от одного символа к другому фаза радиосигнала изменяется на  $0^\circ$  или  $180^\circ$ . Таким образом, фазоманипулированный сигнал  $s_{\text{ФМ}}(t)$  состоит из двух противоположных сигналов

$$\begin{aligned} s_{\text{ФМ}}^+(t) &= A \cos(\omega_0 t + \varphi_0), & (n-1)T \leq t \leq T, \\ s_{\text{ФМ}}^-(t) &= -A \cos(\omega_0 t + \varphi_0), & (n-1)T \leq t \leq T. \end{aligned} \quad (3.7)$$

На рис. 3.5 представлен фрагмент радиосигнала с двоичной фазовой манипуляцией.

Двоичная фазовая манипуляция представляет собой фактически перемножение во временной области последовательности прямоугольных импульсов  $s_{\text{М}}(t)$  на несущее колебание  $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ , что эквивалентно амплитудной модуляции (3.2) при  $A_0 = 0$ . Поэтому спектр ФМ-2 состоит из двух боковых полос и подавленной несущей.

Рассмотрим простейший модем ФМ-2 (рис. 3.6).

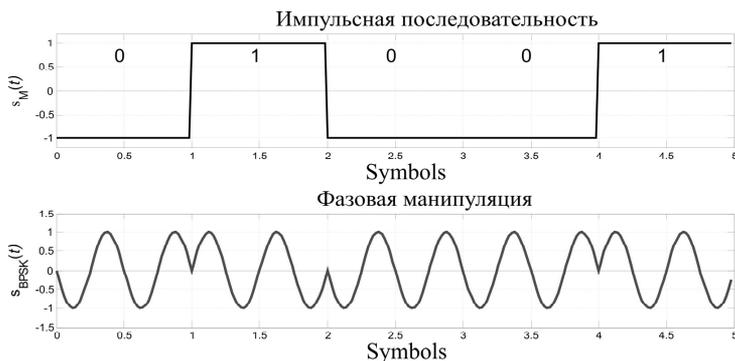


Рис. 3.5. Иллюстрация радиосигнала с двоичной фазовой манипуляцией

Модулятор в этой схеме состоит из задающего генератора (ЗГ) и перемножителя. Гармоническое колебание с фиксированной частотой и произвольной начальной фазой умножается на информационный сигнал  $s_{\text{М}}(t)$  в виде случайной последовательности прямоугольных импульсов в формате NRZ (None Return to Zero). В результате на выходе модулятора формируются радиоимпульсы, отличающиеся друг от друга по фазе на  $0^\circ$  или  $180^\circ$ . Этот радиосигнал обладает свойством всех угловых модуляций – постоянной огибающей (рис. 3.5).

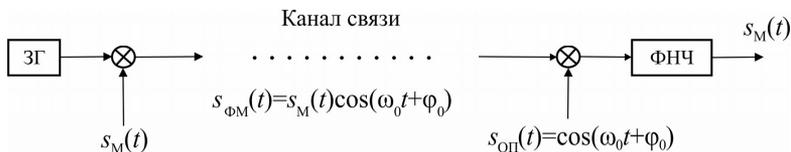


Рис. 3.6. Схема для реализации ФМ-2

Демодуляция принятого ФМ-2 сигнала осуществляется с помощью синхронного детектора, состоящего из перемножителя и фильтра нижних частот (ФНЧ). В перемножителе принятый сигнал  $s_{\text{ФМ}}(t)$  умножается на опорное колебание  $s_{\text{оп}}(t)$ , а ФНЧ выделяет полезный сигнал  $s_M(t)$ . Таким образом, для демодуляции ФМ-2 требуется когерентный детектор. Это объясняется тем, что при ФМ-2 начальная фаза является **информационным параметром**, следовательно, некогерентные методы приема, инвариантные к начальной фазе, здесь непригодны.

На пути реализации данного способа передачи цифровой информации имеются определенные трудности, в том числе принципиальные. Представленная на рис. 3.6 схема была бы работоспособной, если бы при создании когерентного демодулятора удалось:

- 1) сформировать опорное колебание, совпадающее по фазе с одним из двух противоположных сигналов (3.7);
- 2) установить, какому из представленных двоичных символов это опорное колебание соответствует.

Первая задача решается довольно успешно с помощью специальных методов и устройств выделения опорных колебаний из информационного сигнала [22]. Эти методы позволяют сформировать опорное колебание, совпадающее с весьма высокой точностью по частоте и фазе с одним из вариантов ФМ сигнала на входе демодулятора.

Что касается второй задачи, то она оказывается принципиально неразрешимой, если не ввести в передаваемый сигнал каких-то специальных признаков, например, в виде синхроимпульсов или других избыточных элементов. Действительно, если передаваемые варианты радиоимпульсов равновероятны, то в сигналах на входе демодулятора нет никакой информации о том, какому из двоичных символов соответствует сигнал. Подобная неоднозначность решения характерна именно для ФМ. Вследствие этого *абсолютная фазовая* модуляция не нашла применения в системах радиосвязи. Вместо нее применяется *относительная фазовая* модуляция, которую также называют *фазоразностной* или *дифференциальной*.

Сущность дифференциальной модуляции состоит в том, что принимаемый сигнал на протяжении символа  $nT \leq t \leq (n+1)T$  сравнивается не с опорным колебанием, а с предыдущей посылкой, размещенной на интервале  $(n-1)T \leq t \leq nT$ . Для использования этого метода требуется предварительное дифференциальное кодирование последовательности символов в передатчике.

Следует отметить, что абсолютная ФМ теоретически более эффективна, чем относительная, поскольку в канале с шумами во втором случае возможно размножение ошибок [26]. Кроме того, при абсолютной ФМ принятый сигнал сравнивается с идеальным опорным колебанием, а в относительной сравниваются два зашумленных сигнала.

**Двоичная частотная манипуляция.** Частотная манипуляция (ЧМ) или FSK (Frequency Shift Keying) относится к угловым видам модуляции, поэтому радиосигнал имеет постоянную амплитуду, а частота изменяется скачком при переходе от одного символа к другому. При двоичной ЧМ передаваемым посылкам соответствуют частоты  $f_1$  и  $f_2$ , которые отличаются от центральной (номинальной) частоты канала на величину  $\Delta f_\delta$ , называемую *девиацией частоты*. На рис. 3.7,а представлено типичное расположение указанных частот на оси.

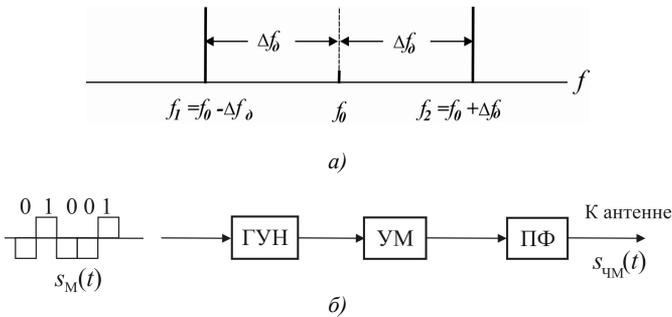


Рис. 3.7. Устройство формирования ЧМ сигнала с непрерывной фазой

В общем виде двоичный ЧМ сигнал можно представить следующим образом [12]:

$$S_{\text{ЧМ}}^+ = A \cos(2\pi f_0 + 2\pi \Delta f_\delta)t, \quad 0 \leq t \leq T, \quad \text{при передаче 1,}$$

$$S_{\text{ЧМ}}^- = A \cos(2\pi f_0 - 2\pi \Delta f_\delta)t, \quad 0 \leq t \leq T, \quad \text{при передаче 0,}$$

где  $\Delta f_\delta = k_{\text{ЧМ}}U$ ;  $U$  – амплитуда модулирующих импульсов;  $k_{\text{ЧМ}}$  – коэффициент пропорциональности или крутизна модуляционной характеристики;  $T$  – длительность импульса (символа).

Напомним, что в двоичных системах передачи термин *символ* является синонимом *биту*, поэтому тактовая (символьная) частота равна частоте следования битов  $F_T = 1/T = 1/T_b$  [26].

Простейший способ формирования ЧМ сигналов состоит в том, чтобы коммутировать выходные сигналы двух независимых ЗГ, генерирующих синусоидальные колебания с частотами  $f_1$  и  $f_2$ . В этом случае формируемый радиосигнал будет иметь разрывы фазы в моменты переключения. Это приведет к расширению спектра в радиоканале (на выходе передатчика).

В реальных условиях применяется ГУН (генератор, управляемый напряжением). Частота этого генератора изменяется пропорционально напряжению, подаваемому на его вход, поэтому он может применяться для получения ЧМ сигнала, как в аналоговых, так и в цифровых системах передачи.

На рис. 3.7,б представлена упрощенная схема передатчика. Модулирующий сигнал  $s_M(t)$  в виде последовательности прямоугольных импульсов в формате NRZ подается на вход ГУН, с выхода которого ЧМ сигнал с непрерывной фазой поступает в радиотракт. Полосовой фильтр (ПФ) ослабляет возможные внеполосные составляющие спектра, которые могут появляться из-за работы усилителя мощности (УМ) в нелинейном режиме.

Рис. 3.8 иллюстрирует двоичный ЧМ сигнал с непрерывной фазой.

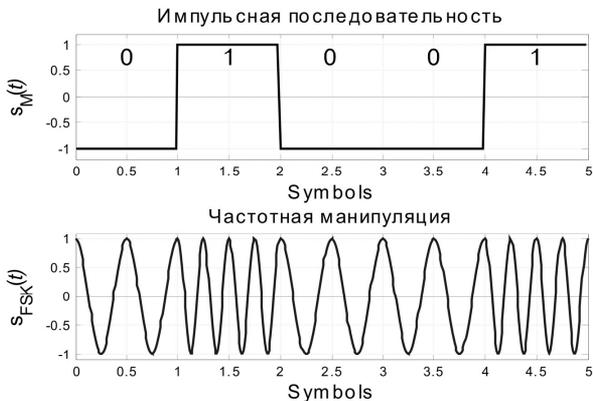


Рис. 3.8. Радиосигнал с частотной манипуляцией

Важным параметром ЧМ сигнала является *индекс частотной модуляции*, который записывается следующим образом [12, с. 109]:

$$m_{\text{ЧМ}} = \frac{f_2 - f_1}{F_T} = \frac{2\Delta f_{\delta}}{F_T} = \frac{2k_{\text{ЧМ}}U}{F_T} = 2\Delta f_{\delta} T. \quad (3.8)$$

В разд. 3.6 будет показано, что величина индекса модуляции влияет на основные характеристики систем связи с частотной модуляцией.

Как следует из (3.8), при постоянной скорости следования символов и неизменном коэффициенте  $k_{\text{ЧМ}}$  величину  $m_{\text{ЧМ}}$  можно регулировать, изменяя значение амплитуды модулирующего сигнала  $U$ .

### 3.2. $M$ -ичные системы фазовой модуляции

Для повышения спектральной эффективности мобильных систем радиосвязи переходят от двоичной фазовой манипуляции к  $M$ -ичной. Эта операция осуществляется посредством перехода от двоичного алфавита символов к  $M$ -ичному алфавиту. Два алфавита связаны между собой соотношениями

$$M = 2^q \quad \text{и} \quad q = \log_2 M,$$

где  $q$  – число преобразуемых символов двоичного потока;  $M$  – объем алфавита после преобразования (число символов в новом алфавите).

Таким образом, в потоке после преобразования используется  $M$  символов, и каждый символ содержит  $q$  битов информации. Физическая реализация множества символов может быть разнообразной. В основной полосе это, как правило, многоуровневый сигнал, где каждый уровень соответствует одному из  $M$  символов. При этом длительность каждого символа увеличивается в  $q$  раз.

Процесс перехода к  $M$ -ичному алфавиту можно представить как отображение множества двоичных комбинаций на множество радиосигналов. Например, двоичную последовательность можно разделить на группы по два бита (дибиты). Тогда возможны четыре комбинации  $\{0\ 0\}$ ,  $\{0\ 1\}$ ,  $\{1\ 0\}$  и  $\{1\ 1\}$ . Этим комбинациям можно соотнести различающиеся по форме радиосигналы  $\{s_1(t), s_2(t), s_3(t), s_4(t)\}$ . В данном случае  $M=4$ . Множество сигналов  $\{s_m(t), m=1, 2, \dots, M\}$  принято называть *канальными символами* или просто *символами*, если из текста понятно, о чем идет речь.

При  $M=4$  один канальный символ переносит два бита информации, и скорость передачи канальных символов в два раза ниже, чем скорость поступления информационных битов на вход модулятора. В результате этого каждый канальный символ может занимать временной интервал длительностью  $T = 2T_b$ .

При  $M$ -ичной фазовой модуляции в качестве канальных символов можно выбрать радиосигналы вида

$$s_k(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_k), \quad 0 \leq t \leq T, \quad (3.9)$$

где

$$\varphi_k = \frac{2\pi(k-1)}{M}, \quad k = 1, \dots, M$$

определяет  $M$  возможных значений фазы несущей на интервале каждого символа.

Энергию сигнала (3.9) можно определить следующим образом:

$$E = \int_0^T A^2 \cos^2(\omega_0 t + \varphi_k) dt = \frac{A^2}{2} \int_0^T dt + \frac{A^2}{2} \int_0^T \cos(2\omega_0 t + 2\varphi_k) dt.$$

Второй интеграл равен нулю, поэтому

$$E = \frac{A^2}{2} T. \quad (3.10)$$

С учетом (3.10) выражение (3.9) можно переписать в виде

$$s_k(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega_0 t + \varphi_k), \quad 0 \leq t \leq T. \quad (3.11)$$

Замечая, что мощность сигнала связана с энергией соотношением

$$P_c = E/T, \text{ ватт,}$$

получаем

$$s_k(t) = \sqrt{2P_c} \cos(\omega_0 t + \varphi_k), \quad 0 \leq t \leq T. \quad (3.12)$$

Выражения (3.9), (3.11) и (3.12) эквивалентны и широко используются в технической литературе [7, 17, 22]. Поскольку ключевым параметром при определении вероятности ошибки в процессе детектирования сигнала является энергия принятого сигнала, то в большинстве случаев удобнее использовать запись (3.11).

Канальные символы принято изображать в виде векторов, которые исходят от начала координат сигнального пространства. Концы векторов размещаются на окружности радиуса  $R = \sqrt{E}$ .

Важным понятием является *евклидово расстояние* между сигналами, которое определяется как

$$\begin{aligned} d(\mathbf{s}_i, \mathbf{s}_k) &= \sqrt{\int_0^T [s_i(t) - s_k(t)]^2 dt} = \\ &= \sqrt{\int_0^T [A \cos(\omega_0 t + \varphi_i) - A \cos(\omega_0 t + \varphi_k)]^2 dt}. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Для получения компактного выражения преобразуем разность сигналов в квадратных скобках:

$$A \cos(\omega_0 t + \varphi_i) - A \cos(\omega_0 t + \varphi_k) = 2A \sin\left(\omega_0 t + \frac{\varphi_i + \varphi_k}{2}\right) \sin\left(\frac{\varphi_k - \varphi_i}{2}\right). \quad (3.14)$$

Подставляя (3.14) в (3.13), имеем:

$$d(\mathbf{s}_i, \mathbf{s}_k) = \sqrt{4A^2 \sin^2\left(\frac{\varphi_k - \varphi_i}{2}\right) \int_0^T \sin^2\left(\omega_0 t + \frac{\varphi_i + \varphi_k}{2}\right) dt} = \sqrt{2E} \sqrt{1 - \cos(\varphi_k - \varphi_i)}. \quad (3.15)$$

В табл. 3.2 приведены рассчитанные по формуле (3.15) расстояния между ближайшими векторами в  $M$ -позиционных системах с фазовой модуляцией.

Таблица 3.2

Расстояние между ФМ сигналами

№ н/п	Число фаз, $M$	Минимальная разность фаз	Минимальное евклидово расстояние между сигналами
1	2	$\pi$	$2\sqrt{E}$
2	4	$\pi/2$	$\sqrt{2E}$
3	8	$\pi/4$	$\sqrt{(2-\sqrt{2})E}$
4	16	$\pi/8$	$\sqrt{(2-\sqrt{2}+\sqrt{2})E}$

На рис. 3.9 показаны наборы многофазных сигналов для  $M = 2, 4$  и  $8$ . На рис. 3.9,а представлены двоичные ( $M = 2$ ) противоположные векторы  $\mathbf{s}_1$  и  $\mathbf{s}_2$ , угол между которыми составляет  $180^\circ$ . Линия решений (ЛР) делит сигнальное пространство на две области. Если шумы переводят сигнальный вектор из одной области в другую, то решающее устройство приемника распознает не тот сигнал, который был передан, т.е. происходит ошибка.

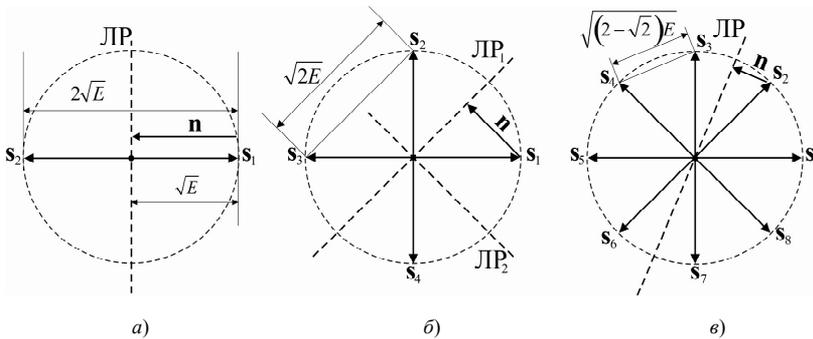


Рис. 3.9. Многопозиционные фазомодулированные сигналы

На рисунке приведен частный случай, когда вектор шума  $\mathbf{n}$  равен по величине сигналу  $\mathbf{s}_1$  и противоположен ему по направлению. Если вектор шума превысит указанную величину, то произойдет символическая ошибка.

На рис. 3.9,б показана квадратурная фазовая модуляция, представляющая собой две двоичные ФМ системы, угол между которыми составляет  $90^\circ$  ( $M = 4$ ).

Евклидово расстояние между соседними сигналами равно  $\sqrt{2E}$ . Линии решения детектора приемника  $ЛР_1$  и  $ЛР_2$  делят сигнальное пространство на четыре области. Предположим, что по каналу с шумами передается сигнал  $\mathbf{s}_1$ .

Пусть начало вектор шума  $\mathbf{n}$  совпадает с вершиной сигнального вектора  $\mathbf{s}_1$ , а направление перпендикулярно границе раздела ЛР<sub>1</sub>. В этом случае  $\mathbf{n}$  является вектором минимальной энергии, превышение которой приводит к символической ошибке, т.е. к регистрации  $\mathbf{s}_2$  вместо  $\mathbf{s}_1$ .

Две квадратурные системы ФМ, сдвинутые на  $45^\circ$ , приводят к 8-ричной фазовой модуляции ( $M = 8$ ) (рис. 3.9,е).

По мере того как число векторов возрастает, для появления ошибки вследствие шума требуется все меньше энергии.

Как уже отмечалось, для получения  $M$ -ичной ФМ входной двоичный цифровой поток необходимо разделить на группы по 2, 3, 4 и т.д. бита. При этом возникает задача установления соответствия между поступающими на вход модулятора комбинациями битов и канальными символами (сигнальными векторами). Практическую реализацию этого соответствия называют *сигнальным кодированием*, а таблицу кодовых комбинаций – *манипуляционным кодом* [7, 12].

Рис. 3.10 иллюстрирует принцип сигнального кодирования и выбор оптимального манипуляционного кода на примере ФМ-8.

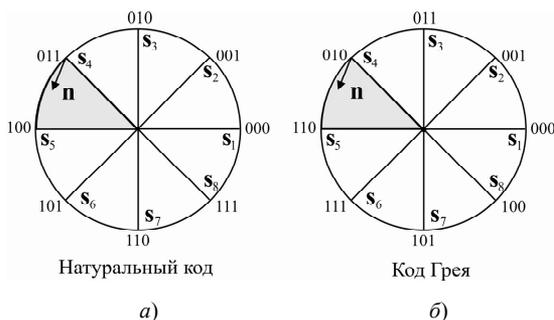


Рис. 3.10. Выбор манипуляционного кода для систем ФМ-8:  
а) выбран натуральный код; б) выбран код Грея

Предположим, что под действием помехи вместо сигнала  $\mathbf{s}_4$  принят  $\mathbf{s}_5$ . Произошла одна символическая ошибка. Рассмотрим это событие на уровне битов. Была передана комбинация 011, а приемник зафиксировал комбинацию 100, т.е. все три бита ошибочны (рис. 3.10,а). Легко заметить, что при выборе натурального кода число битовых ошибок меняется от единицы до трех.

На рис. 3.10,б представлено распределение битов по символам при использовании кода Грея. В этом случае при такой же символической ошибке вместо комбинации 010 распознается комбинация 110. Первый бит ошибочный, а второй и третий приняты правильно. Таким образом, вместо трех битовых ошибок имеет место всего одна. Здесь любая символическая ошибка приводит к одной битовой. Установлено, что код Грея для ФМ-8 является единственным манипуляционным кодом, обладающим таким свойством. При  $M > 8$  суще-

ствуют и другие оптимальные манипуляционные коды, в том числе обобщающий код Грея.

В [22] отмечается, что реализация кода Грея представляет собой один из редких случаев в цифровой связи, когда определенный выигрыш может быть получен без сопутствующих проигрышей в других показателях.

### 3.3. Вероятность ошибки в $M$ -ичных системах фазовой модуляции

Для сравнения технических характеристик цифровых систем обычно используют понятие вероятности ошибки.

Рассмотрим методы количественной оценки вероятности символьной и битовой ошибки в  $M$ -ичных системах фазовой модуляции.

Известно [7, 26], что вероятность ошибки зависит от отношения  $E_b/N_0$ . Здесь  $E_b$  – энергия, затрачиваемая для передачи одного бита информационного потока, а  $N_0$  – спектральная плотность мощности шума. Обе величины измеряются на входе демодулятора приемника. С учетом их размерностей

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{\text{джоуль}}{\text{ватт/герц}} = \frac{\text{Вт} \cdot \text{с}}{\text{Вт} \cdot \text{с}}$$

Таким образом, отношение  $E_b/N_0$  является безразмерным.

В системе с двоичной фазовой манипуляцией вероятность битовой ошибки определяется по формуле [22, с. 237]

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right). \quad (3.16)$$

Функция  $Q(x)$ , называемая гауссовым интегралом ошибок, определяется следующим образом:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du. \quad (3.17)$$

Эта функция табулирована и приведена в Приложении В.

Справедливы следующие соотношения

$$Q(x) = \frac{1}{2} \left[ 1 - \operatorname{erf}\left(x/\sqrt{2}\right) \right], \quad (3.18)$$

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(x/\sqrt{2}\right), \quad (3.19)$$

где  $\operatorname{erf}(x)$  и  $\operatorname{erfc}(x)$  – встроенные функции среды MATLAB.

Рис. 3.11 иллюстрирует теоретическую зависимость вероятности ошибки от  $E_b/N_0$  при когерентной и автокорреляционной демодуляции.

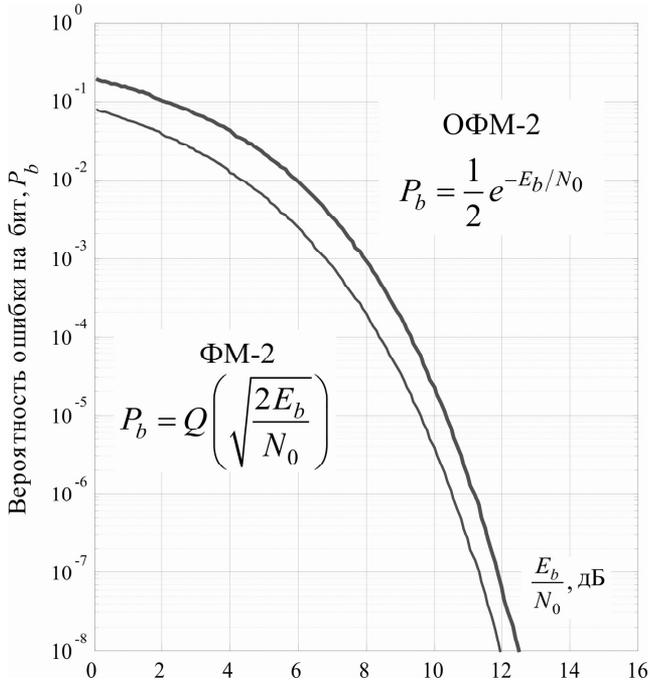


Рис. 3.11. Вероятность ошибки для двоичных ФМ систем

Вероятность символьной ошибки для  $M$ -ичных систем ( $M > 2$ ) с когерентным обнаружением можно выразить как [22]

$$P_M = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M}\right), \quad (3.20)$$

где  $E_s = E_b (\log_2 M)$  – энергия, приходящаяся на символ;  $M$  – размер множества символов.

Заметим, что значение  $P_b$  меньше или равно  $P_M$ . Можно показать, что при использовании кода Грея эти вероятности ошибки связаны соотношением

$$P_b = \frac{P_M}{\log_2 M}, \quad P_M \ll 1. \quad (3.21)$$

В частности, системы с BPSK и QPSK имеют одинаковые вероятности битовой ошибки. Формула (3.21) показывает, что вероятности символьных оши-

бок в этих системах отличаются. Для двоичной модуляции  $P_M = P_b$ , а для квадратурной  $P_M = 2P_b$ .

На рис. 3.12 представлена теоретическая зависимость  $P_M$  от отношения сигнал/шум для многофазных систем с когерентным обнаружением.

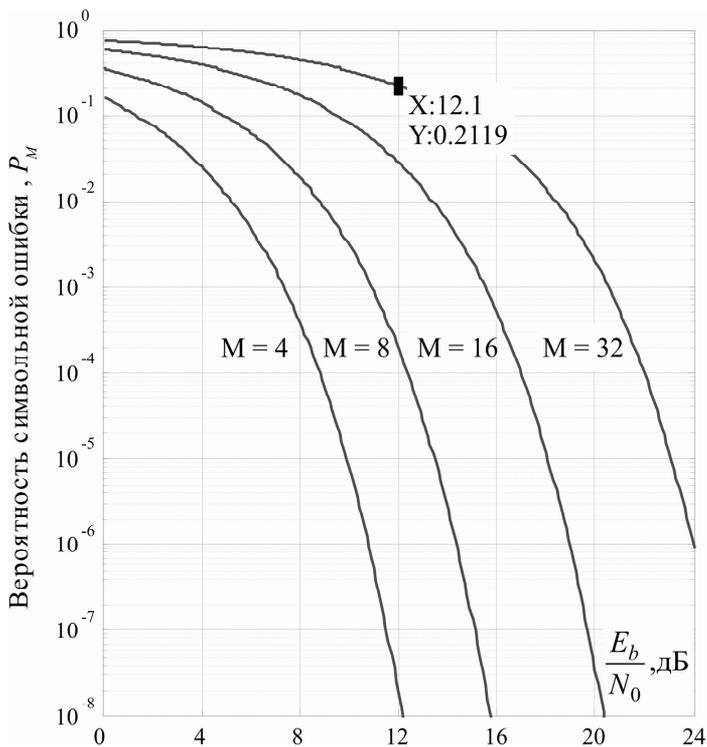


Рис. 3.12. Вероятность символьной ошибки для многофазной передачи с когерентным обнаружением

**Пример 3.1.** В цифровой системе передачи информации по каналу связи с белым гауссовским шумом используется двоичная фазовая манипуляция ФМ-2 (BPSK). Таким образом, в системе применяются противоположные сигналы, форма которых определяется выражением (3.7). Скорость передачи информации равна  $R = 10$  Мбит/с. В приемнике сигналы обрабатываются когерентно с использованием согласованного фильтра. Уровень мощности сигнала на входе приемника составляет  $p_c = -114,8$  дБВт. Коэффициент шума приемника равен  $n = 9$  дБ. Определить вероятность битовой ошибки.

*Решение.* Прежде всего определим мощность сигнала на входе приемника

$$P_c = 10^{0,1 \cdot p_c} = 10^{-11,48} = 3,31 \cdot 10^{-12} \text{ Вт} = 3,31 \text{ пВт.}$$

Длительность тактового интервала, т.е. длительность одного бита, равна

$$T = 1/R = 1/(10 \cdot 10^6) = 10^{-7} \text{ с.}$$

Энергия, затрачиваемая на передачу одного бита, определяется следующим образом:

$$E_b = P_c \cdot T = 3,31 \cdot 10^{-12} \cdot 10^{-7} = 3,31 \cdot 10^{-19} \text{ Дж.}$$

Мощность шумов на входе приемника можно определить по формуле [26, с. 103]

$$P_{ш\text{пр}} = n k T_0 \Delta f_{\text{пр}}, \text{ Вт,}$$

где  $n$  – коэффициент шума приемника;  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Вт}/(\text{Гц} \cdot \text{град})$  – постоянная Больцмана;  $T_0 = 290 \text{ К}$  – шумовая температура в градусах Кельвина;  $\Delta f_{\text{пр}}$  – полоса пропускания высокочастотного тракта приемника.

Отсюда односторонняя спектральная плотность мощность белого шума может быть представлена как

$$N_0 = n k T_0, \text{ Вт}/\text{Гц},$$

что позволяет записать

$$N_0 = k T_0 + n = -204 + 9 = -195 \text{ дБВт}/\text{Гц}.$$

Последний результат можно переписать в виде

$$N_0 = 10^{-19,5} = 3,16 \cdot 10^{-20}, \text{ Вт}/\text{Гц}.$$

Теперь можно найти отношение сигнал/шум на входе приемника

$$E_b/N_0 = \frac{3,31 \cdot 10^{-19}}{3,16 \cdot 10^{-20}} = 10,47 (10,2 \text{ дБ}).$$

Наконец, согласно (3.16) можно рассчитать вероятность ошибки

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = Q(4,58) = 2,32 \cdot 10^{-6}.$$

Для вычислений можно воспользоваться таблицами  $Q$ -функции в Приложении В или набрать в командной строке среды MATLAB следующие команды:

```
>> x=4.58;
>> Q=(1/2)*(1-erf(x/2^(1/2)))
Q=
    2.3249e-006.
```

### 3.4. Особенности систем передачи с квадратурной модуляцией

Системы с 4-позиционной или квадратурной ФМ (QPSK) используются в тех случаях, когда спектральная эффективность двоичной ФМ (BPSK), равная 1 бит/(с·Гц), оказывается недостаточной для передачи информации в пределах выделенной полосы частот.

Квадратурную ФМ можно рассматривать как две двоичные ФМ, работающие на одной несущей частоте со сдвигом на  $90^\circ$ .

На рис. 3.13 представлена функциональная схема, иллюстрирующая принцип формирования сигнала QPSK.

На вход первого блока поступает информационный поток, представляющий собой последовательность прямоугольных импульсов в формате RZ (Return to Zero). Этот поток преобразуется в последовательность двухполярных импульсов формата NRZ (Non-Return to Zero).

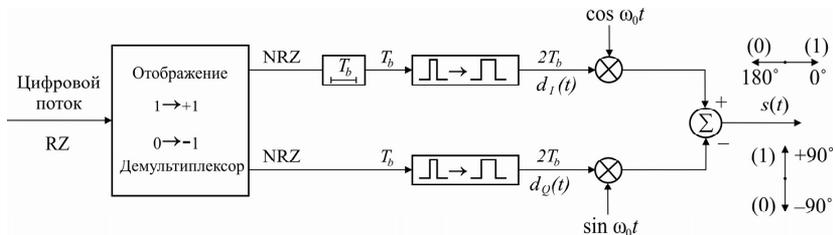


Рис. 3.13. Структурная схема четырехфазного модулятора

Далее в демультиплексоре поток разбивается на две последовательно-импульсы с нечетными и четными номерами, которые направляются в *синфазную* и *квадратурную* ветви соответственно (рис. 3.14). Эту операцию обычно называют последовательно-параллельным преобразованием. Импульсы с нечетными номерами в синфазной ветви задерживаются на время  $T_b$ , чтобы они совпадали с четными битами в квадратурной ветви. В следующих блоках длительность импульсов каждой последовательности увеличивается до  $T = 2T_b$ .

Затем цифровые потоки  $d_I(t)$  и  $d_Q(t)$  (рис. 3.14) подаются на синфазный и квадратурный модуляторы соответственно, как показано на рис. 3.13. Поток импульсов  $d_I(t)$  используется для амплитудной модуляции (которая в данном случае совпадает с ФМ-2) косинусоиды. Это означает сдвиг фазы косинусоиды на  $0^\circ$  или  $180^\circ$ . Следовательно, в первой ветви формируется сигнал BPSK.

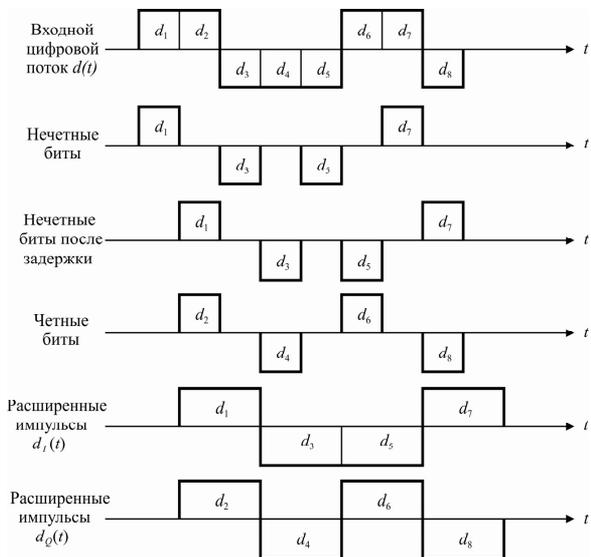


Рис. 3.14. Временные диаграммы сигнальных последовательностей в системе с QPSK

Аналогично поток импульсов  $d_Q(t)$  модулирует по амплитуде синусоиду (см. рис. 3.5), что дает также сигнал ВPSK, который ортогонален первому. В результате суммирования этих двух ортогональных ФМ колебаний формируется радиосигнал QPSK.

Любой реальный узкополосный сигнал  $s(t)$  можно представить в комплексной форме как

$$s(t) = \operatorname{Re}\{g(t)e^{j\omega_0 t}\}, \quad (3.22)$$

где  $g(t) = x(t) + jy(t)$  – комплексная огибающая, связанная с передаваемым сообщением, а  $e^{j\omega_0 t}$  – несущее колебание в комплексной форме.

Произведение этих двух величин есть не что иное, как математическое представление операции модулирования, а действительная часть произведения – это переданный цифровой сигнал. Следовательно,

$$\begin{aligned} s(t) &= \operatorname{Re}\left\{ [x(t) + jy(t)] [\cos \omega_0 t + j \sin \omega_0 t] \right\} = \\ &= x(t) \cos \omega_0 t - y(t) \sin \omega_0 t. \end{aligned} \quad (3.23)$$

Поскольку в нашем случае

$$x(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} d_I(t) \quad \text{и} \quad y(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} d_Q(t),$$

то (3.23) можно представить в виде

$$s(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} d_I(t) \cos \omega_0 t - \frac{A}{\sqrt{2}} d_Q(t) \sin \omega_0 t. \quad (3.24)$$

Случайные величины  $d_I(t)$  и  $d_Q(t)$  на интервале  $nT \leq t \leq (n+1)T$  могут с равной вероятностью принимать значения  $-1$  или  $+1$ . С учетом этого выражение (3.24) принимает вид

$$\begin{aligned} s(t) &= \left( \pm \frac{A}{\sqrt{2}} \right) \cos \omega_0 t - \left( \pm \frac{A}{\sqrt{2}} \right) \sin \omega_0 t = \\ &= A \cos[\omega_0 t + \theta_m(t)], \quad nT \leq t \leq (n+1)T, \end{aligned} \quad (3.25)$$

где  $\theta_m \in [\pi/4, 3\pi/4, -3\pi/4, -\pi/4]$ .

Таким образом, фаза  $\theta_m(t)$  в (3.25) определяется текущим сочетанием  $d_I(t)$  и  $d_Q(t)$ .

На рис. 3.15 каналные символы (3.25) представлены в виде векторов.

Сигнальное созвездие состоит из четырех векторов. Например, при сочетании  $d_I = 1$  и  $d_Q = 1$  сигнальный вектор имеет координаты  $(0,707A, 0,707A)$  и образует угол  $45^\circ$  с координатными осями (рис. 3.15,а).

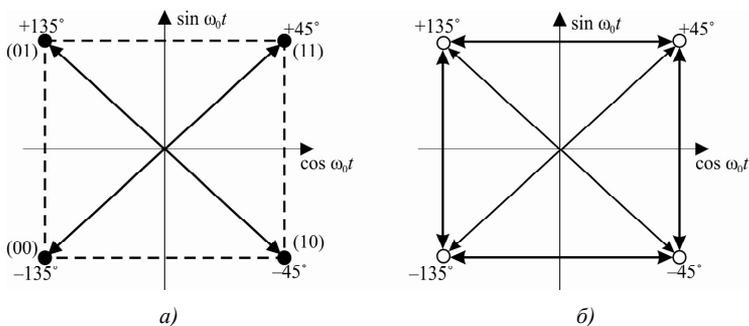


Рис. 3.15. Векторные диаграммы системы QPSK:

*a)* – сигнальное созвездие на выходе системы; *б)* – диаграмма фазовых переходов

Для иллюстрации некоторых свойств модулированных сигналов используют так называемую *диаграмму фазовых переходов* (рис. 3.15, *б*), которая представляет собой графическое изображение траекторий перемещения сигнальной точки, т.е. возможные переходы от одного канального символа к другому. Если после дибита (1 1) возможен дибит (–1 1), то на диаграмме этот переход отмечен стрелкой, которая условно отображает мгновенное изменение фазы радиосигнала от значения  $+45^\circ$  к значению  $+135^\circ$ . Как видно на диаграмме, для системы QPSK возможны любые переходы между четырьмя возможными состояниями.

На диаграмме также видно, что четыре фазовые траектории проходят через начало координат, что означает мгновенное изменение фазы радиосигнала на  $180^\circ$ . Поскольку на выходе модулятора обычно устанавливают узкополосный высокочастотный ПФ, то при таком скачке фазы огибающая выходного отфильтрованного сигнала уменьшается до нуля. Таким образом, появляется паразитная АМ, и огибающая перестает быть постоянной, что приводит к ряду нежелательных явлений.

**Квадратурная фазовая модуляция со смещением.** Для уменьшения величины «провалов» огибающей необходимо исключить на диаграмме переходы через начало системы координат, т.е. скачки фазы на  $180^\circ$ . Такие скачки станут невозможными, если устранить одновременные переходы через нуль функций  $d_I(t)$  и  $d_Q(t)$  в обеих ветвях (рис. 3.14). Эта идея была реализована в схеме модифицированной квадратурной ФМ, получившей название *офсетной*, т.е. смещенной Offset QPSK или OQPSK [17].

При модуляции OQPSK потоки импульсов  $d_I(t)$  и  $d_Q(t)$  смещены во времени (рис. 3.16) и, следовательно, не могут одновременно изменить состояние. В этом случае фаза радиосигнала может измениться только на  $0^\circ$  или  $\pm 90^\circ$ , как видно на рис. 3.17.

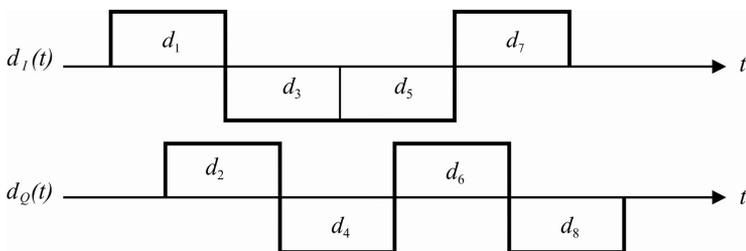


Рис. 3.16. Цифровые потоки при модуляции OQPSK

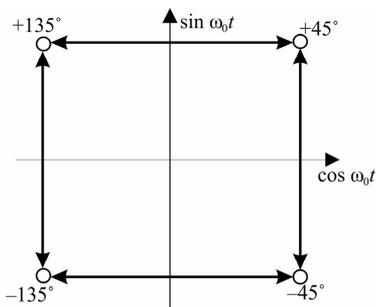


Рис. 3.17. Диаграмма фазовых переходов при модуляции OQPSK

Теперь если ограничить спектр сигнала OQPSK, то возникающая в результате фильтрации межсимвольная интерференция приведет к небольшому спаду огибающей в области переходов фазы на  $\pm 90^\circ$ . Поскольку переходов на  $180^\circ$  при OQPSK нет, то огибающая не падает до нуля.

Для реализации OQPSK достаточно внести незначительные изменения в функциональную схему на рис. 3.13, а именно удалить линию задержки на время  $T_b$  в синфазной ветви. При этом квадратурная последовательность  $d_Q(t)$  оказывается смещенной на время  $T_b$  относительно синфазной последовательности  $d_I(t)$ .

### 3.5. $\pi/4$ -квадратурная относительная фазовая модуляция

Кроме описанных выше QPSK и OQPSK существуют и другие варианты квадратурной фазовой модуляции. Широко известна относительная квадратурная модуляция (Differential QPSK), где фаза может изменяться на величину, кратную  $\pi/4$ . Метод модуляции  $\pi/4$  – DQPSK принят в качестве стандарта для американских и японских цифровых сотовых систем связи с подвижными объектами, где используется МДВР (см. табл. 2.1). Ни одна траектория фазовых переходов для этого способа модуляции не проходит через

начало координат. В результате огибающая радиосигнала имеет незначительные провалы в моменты изменения фазы.

Функциональная схема устройства формирования такого сигнала представлена на рис. 3.18.

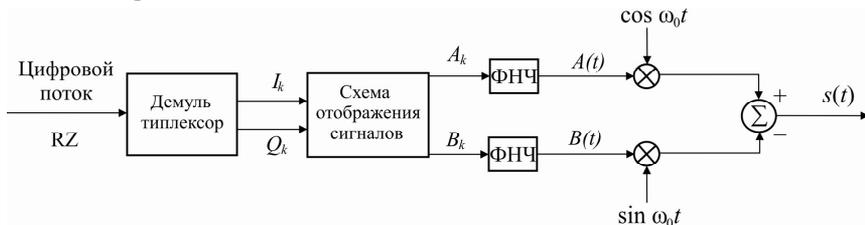


Рис. 3.18. Структурная схема модулятора  $\pi/4$  – DQPSK

Демультимплексор (последовательно – параллельный преобразователь) разделяет последовательность входных битов на два потока – синфазный  $I_k$  и квадратурный  $Q_k$ . Из двух потоков выбираются по одному биту. Каждая новая пара образует дибит, который определяет *приращение фазы* несущего колебания на величину  $\Delta\varphi_k$  в соответствии с табл. 3.3.

Таблица 3.3

Связь информационных битов с изменением фазы

Значение информационных битов		Приращение фазы несущего колебания, $\Delta\varphi_k$
$I_k$	$Q_k$	
0	0	$\pi/4$
0	1	$3\pi/4$
1	0	$-\pi/4$
1	1	$-3\pi/4$

Следовательно, между двумя соседними канальными символами фаза несущей всегда изменяется, и это изменение может быть только на величину  $\Delta\varphi_k = \pm \pi/4$  или  $\Delta\varphi_k = \pm 3\pi/4$ .

Если обозначить через  $\varphi_{k-1}$  значение фазы колебания на  $(k-1)$ -м интервале, то новое значение фазы на  $k$ -м интервале определяется равенством

$$\varphi_k = \varphi_{k-1} + \Delta\varphi_k, \quad kT \leq t \leq (k+1)T. \quad (3.26)$$

Сигнал на выходе передатчика может быть записан следующим образом:

$$s(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi_k) = A \cos\varphi_k \cdot \cos\omega_0 t - A \sin\varphi_k \cdot \sin\omega_0 t, \quad kT \leq t \leq (k+1)T. \quad (3.27)$$

Подставляя (3.26) в (3.27), получаем

$$\begin{aligned}
s(t) &= A \cos(\varphi_{k-1} + \Delta\varphi_k) \cdot \cos\omega_0 t - A \sin(\varphi_{k-1} + \Delta\varphi_k) \cdot \sin\omega_0 t = \\
&= [A \cos\varphi_{k-1} \cdot \cos\Delta\varphi_k - A \sin\varphi_{k-1} \cdot \sin\Delta\varphi_k] \cos\omega_0 t - \\
&- [A \sin\varphi_{k-1} \cdot \cos\Delta\varphi_k + A \cos\varphi_{k-1} \cdot \sin\Delta\varphi_k] \sin\omega_0 t, \\
& \quad kT \leq t \leq (k+1)T.
\end{aligned} \tag{3.28}$$

Введем обозначения

$$\begin{aligned}
A_{k-1} &= A \cos\varphi_{k-1}; & B_{k-1} &= A \sin\varphi_{k-1}; \\
A_k &= A \cos\varphi_k; & B_k &= A \sin\varphi_k.
\end{aligned}$$

Тогда выражение (3.27) принимает вид

$$s(t) = A_k \cos\omega_0 t - B_k \sin\omega_0 t, \quad kT \leq t \leq (k+1)T. \tag{3.29}$$

Сравнивая (3.28) и (3.29), получаем равенства

$$\begin{aligned}
A_k &= A_{k-1} \cos\Delta\varphi_k - B_{k-1} \sin\Delta\varphi_k, \\
B_k &= A_{k-1} \sin\Delta\varphi_k + B_{k-1} \cos\Delta\varphi_k,
\end{aligned} \tag{3.30}$$

которые связывают значения импульсных сигналов в квадратурных ветвях схемы модулятора (рис. 3.18) для соседних временных интервалов  $k$ -го и  $(k-1)$ -го. Напомним, что все сигнальные интервалы имеют протяженность  $T = 2T_b$ .

Выражение (3.30) представляет собой линейное преобразование сигнального пространства, определяющее поворот (rotation) осей координат против часовой стрелки на угол  $\Delta\varphi_k$ .

Как известно, матрица такого ортогонального преобразования имеет вид

$$P_r = \begin{bmatrix} \cos\Delta\varphi_k & -\sin\Delta\varphi_k \\ \sin\Delta\varphi_k & \cos\Delta\varphi_k \end{bmatrix}.$$

Таким образом, уровни сигналов  $A_k$  и  $B_k$  на выходе блока относительного кодирования определяются уровнями сигналов  $A_{k-1}$  и  $B_{k-1}$  и, также текущими информационными битами, которые связаны с приращением фазы  $\Delta\varphi_k$  согласно табл. 3.3. Конкретные значения уровней определяются двумя конечными множествами  $A_k, B_k \in [0, \pm A]$  или  $A_k, B_k \in [\pm A/\sqrt{2}]$ , которые чередуются в процессе передачи информации.

Такой алгоритм работы приводит к векторным диаграммам, представленным на рис. 3.19.

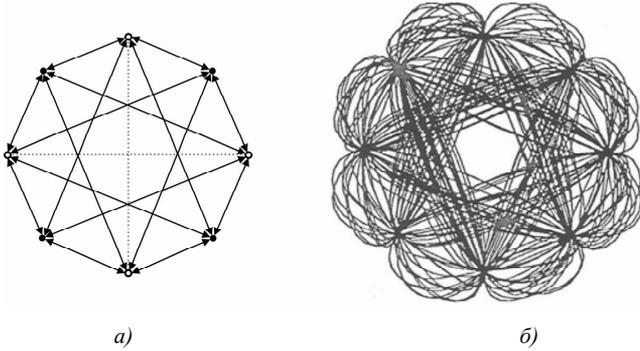


Рис. 3.19. Векторные диаграммы для системы  $\pi/4$  - QPSK:  
 а) – сигнальное созвездие без предмодуляционной фильтрации;  
 б) – фазовые переходы при включении ФНЧ в обе ветви

Следующий пример позволит подробно изучить динамику относительного кодирования. Пусть сигнальная точка на предыдущем тактовом интервале располагалась на оси  $Q$ , как показано на рис. 3.20,а. Следовательно,  $A_{k-1} = 0$  и  $B_{k-1} = +A$ . В начале текущего интервала сигнальная точка может перемещаться по одной из четырех траекторий, отмеченных стрелками.

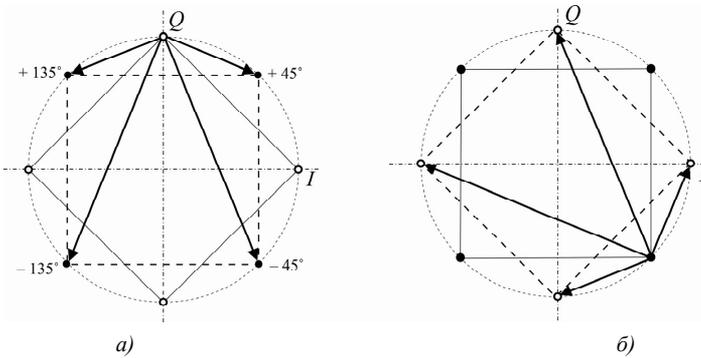


Рис. 3.20. Траектории сигнальной точки: а) – для  $A_{k-1} = 0$  и  $B_{k-1} = +A$ ;  
 б) – для  $A_{k-1} = +A/\sqrt{2}$  и  $B_{k-1} = -A/\sqrt{2}$

Выбор конкретной траектории зависит от пары битов, поступающих на вход модулятора. При этом возможны следующие варианты:

1. Предположим, что на вход модулятора поступает комбинация  $I_k = 0$  и  $Q_k = 0$ . Тогда согласно табл. 3.3 приращение фазы равно  $\Delta\varphi_k = \pi/4$ . По формуле (3.30) находим

$$A_k = 0 \cdot \cos \pi/4 - A \cdot \sin \pi/4 = -A \cdot \sin(\pi/4) = -\frac{A}{\sqrt{2}};$$

$$B_k = 0 \cdot \sin \pi/4 + A \cdot \cos \pi/4 = A \cdot \cos(\pi/4) = \frac{A}{\sqrt{2}}.$$

Подставляем полученные значения для  $A_k$  и  $B_k$  в выражение для выходного сигнала передатчика (3.29)

$$s(t) = -A \cdot \sin \pi/4 \cdot \cos \omega_0 t - A \cdot \cos \pi/4 \cdot \sin \omega_0 t, \quad kT \leq t \leq (k+1)T.$$

Используя тригонометрические формулы приведения, получаем

$$s(t) = A \cdot \cos 3\pi/4 \cdot \cos \omega_0 t - A \cdot \sin 3\pi/4 \cdot \sin \omega_0 t$$

и окончательно

$$s(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t + 3\pi/4), \quad kT \leq t \leq (k+1)T.$$

Этот же результат можно было бы получить и другим способом. В самом деле, учитывая, что  $\varphi_{k-1} = \pi/2$ , на основании (3.27) можно записать

$$\begin{aligned} s(t) &= A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_k) = A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_{k-1} + \Delta\varphi_k) = \\ &= A \cdot \cos(\omega_0 t + \pi/2 + \pi/4) = A \cdot \cos(\omega_0 t + 3\pi/4). \end{aligned}$$

2. Если комбинация входных битов (0 1), то согласно табл. 3.3 приращение фазы  $\Delta\varphi_k = 3\pi/4$ . Для реализации такого фазового поворота необходимо, чтобы уровни модулирующих импульсов имели значения

$$\begin{aligned} A_k &= 0 \cdot \cos \frac{3\pi}{4} - A \cdot \sin \frac{3\pi}{4} = -A \cdot \sin \frac{3\pi}{4} = -\frac{A}{\sqrt{2}}; \\ B_k &= 0 \cdot \sin \frac{3\pi}{4} + A \cdot \cos \frac{3\pi}{4} = A \cdot \cos \frac{3\pi}{4} = \frac{A}{\sqrt{2}}. \end{aligned} \quad (3.31)$$

Подставив (3.31) в (3.29), получаем

$$s(t) = -A \cdot \sin \frac{3\pi}{4} \cdot \cos \omega_0 t - A \cdot \cos \frac{3\pi}{4} \cdot \sin \omega_0 t$$

или

$$s(t) = -A \cdot \cos \frac{5\pi}{4} \cdot \cos \omega_0 t - A \cdot \sin \frac{5\pi}{4} \cdot \sin \omega_0 t,$$

что позволяет записать

$$s(t) = A \cos(\omega_0 t + 5\pi/4), \quad kT \leq t \leq (k+1)T.$$

3. Третье направление фазового перехода будет выбрано при комбинации (1 0), для которой  $\Delta\varphi_k = -\pi/4$ . Это означает, что сигнальный вектор необходимо повернуть по часовой стрелке на  $\pi/4$ . Уровни импульсов  $A_k$  и  $B_k$  принимают значения

$$A_k = 0 \cdot \cos(-\pi/4) - A \cdot \sin(-\pi/4) = -A \cdot \sin(-\pi/4) = \frac{A}{\sqrt{2}};$$

$$B_k = 0 \cdot \sin(-\pi/4) + A \cdot \cos(-\pi/4) = A \cdot \cos(-\pi/4) = \frac{A}{\sqrt{2}}.$$

Согласно (3.29) можно записать

$$s(t) = A \cdot \sin \pi/4 \cdot \cos \omega_0 t - A \cdot \cos \pi/4 \cdot \sin \omega_0 t.$$

Поскольку в данном случае  $\sin \pi/4 = \cos \pi/4$ , то

$$s(t) = A \cdot \cos \pi/4 \cdot \cos \omega_0 t - A \cdot \sin \pi/4 \cdot \sin \omega_0 t = A \cdot \cos(\omega_0 t + \pi/4), \quad kT \leq t \leq (k+1)T.$$

4. Последняя траектория сигнальной точки формируется тогда, когда информационные биты принимают значения (1 1), что соответствует приращению фазы на  $\Delta\varphi_k = -3\pi/4$ .

Для получения такого фазового сдвига необходимо, чтобы модулирующие импульсы имели значения

$$A_k = 0 \cdot \cos(-3\pi/4) - A \cdot \sin(-3\pi/4) = \frac{A}{\sqrt{2}};$$

$$B_k = 0 \cdot \sin(-3\pi/4) + A \cdot \cos(-3\pi/4) = -\frac{A}{\sqrt{2}}. \quad (3.32)$$

Равенства (3.32) можно представить в виде

$$A_k = A \cdot \cos \pi/4, \quad B_k = -A \cdot \sin \pi/4. \quad (3.33)$$

Подставляя (3.33) в (3.29), получаем аналитическое выражение для радиосигнала на текущем интервале

$$s(t) = A \cos \pi/4 \cdot \cos \omega_0 t + A \sin \pi/4 \cdot \sin \omega_0 t = A \cdot \cos(\omega_0 t - \pi/4),$$

$$kT \leq t \leq (k+1)T.$$

Таким образом, абсолютное значение фазы радиосигнала составит  $\varphi_k = -\pi/4$ .

Естественно, что в процессе передачи информации происходит выбор какой-нибудь одной траектории. Допустим, что сигнальная точка переместилась по четвертой траектории. Тогда к концу тактового интервала складывается ситуация, показанная на рис. 3.20,б. Здесь снова возникают четыре равновероятные траектории, из которых на следующем тактовом интервале реализуется одна.

Сравнивая рис. 3.20,*а* и рис. 3.20,*б*, можно заметить, что сигнальное пространство состоит из двух квадратурных ФМ, смещенных на  $45^\circ$  относительно друг друга. В процессе модуляции сигнальная точка поочередно переходит из одного квадрата в другой.

На рис. 3.21 представлен фрагмент сигнальной последовательности, содержащей четыре канальных символа.

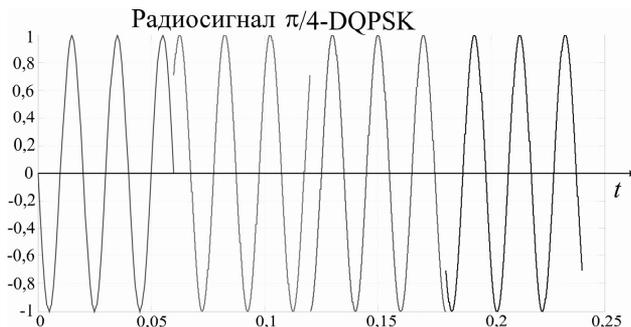


Рис. 3.21. Сигнал на выходе модулятора в системе радиосвязи с  $\pi/4$ -DQPSK

Еще раз подчеркнем, что при данном способе модуляции каждая новая пара информационных битов определяет не полную фазу несущего колебания, а лишь приращение этой фазы для  $k$ -го интервала относительно полной фазы на интервале с номером  $(k-1)$ . По этой причине модуляция называется *относительной*.

Принципиальное преимущество  $\pi/4$ -DQPSK состоит в том, что она допускает как когерентные, так и некогерентные методы демодуляции, а также имеет несколько меньшую ширину энергетического спектра. Как и прочие виды угловой модуляции, данная модуляция допускает работу выходных усилителей в режиме класса С, т.е. в режиме полного насыщения. Однако этот режим применяется не всегда, так как он приводит к расширению спектра. Отмечается [26], что для увеличения спектральной эффективности систем с  $\pi/4$ -DQPSK приходится использовать линейный режим усиления путем смещения рабочей точки усилителей ВЧ на 6...9 дБ. Другими словами, мощность усилителя, равная 4 Вт в режиме насыщения, должна быть снижена до 1 Вт. В самом деле, 6 дБ = 4 раза, поэтому 4 Вт / 4 = 1 Вт.

### 3.6. Частотная модуляция с минимальным сдвигом MSK

Рассмотренные выше системы с фазовой модуляцией BPSK, QPSK, OQPSK и  $\pi/4$ -DQPSK отличаются тем, что выходные радиосигналы имеют разрыв фазы в момент перехода от одной посылки к другой, как видно, например, на рис. 3.5 и рис. 3.21. Подобные скачки фазы, кроме уже отмечен-

ных недостатков, обуславливают достаточно медленный спад лепестков спектральной плотности за пределами основного лепестка. Это приводит к тому, что значительная часть мощности передатчика расходуется на внеполосные излучения, т.е. на создание непреднамеренных помех для других средств радиосвязи. Что касается сотовых мобильных систем, то внеполосные излучения передатчиков БС и МС проявляются в виде недопустимо высокого уровня межканальных помех, снижающих емкость ССПР.

Для ослабления уровня внеполосных излучений следует перейти к методам модуляции без разрыва фазы, оставаясь в то же время в рамках систем с угловой модуляцией. Альтернативой фазовой модуляции является частотная манипуляция без разрыва фазы (continuous phase frequency shift keying).

Как уже отмечалось (см. разд. 3.1), частотно-манипулированный сигнал можно рассматривать как радиосигнал, частота которого может принимать два значения:  $f_1 = f_0 - \Delta f_\delta$  и  $f_2 = f_0 + \Delta f_\delta$ .

Известно, что в системах с ФМ-2 используются два противоположных сигнала (3.7). В системах с ЧМ-2 можно использовать два ортогональных сигнала. Однако не любые два колебания с отличающимися частотами являются ортогональными. Два радиоимпульса с частотами несущих колебаний  $f_1$  и  $f_2$  и длительностью  $T_b$  ортогональны в том случае, когда выполняется условие

$$\int_0^{T_b} \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) dt = 0. \quad (3.34)$$

Используя основные тригонометрические соотношения, можно переписать (3.34) в виде

$$\frac{1}{2} \int_0^{T_b} [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_2 - \omega_1)t] dt = 0$$

или

$$\frac{\sin(\omega_2 + \omega_1)T_b}{(\omega_2 + \omega_1)T_b} + \frac{\sin(\omega_2 - \omega_1)T_b}{(\omega_2 - \omega_1)T_b} = 0.$$

Поскольку  $\omega_1 + \omega_2 \gg 1$ , то первым слагаемым можно пренебречь. Тогда

$$\sin(\omega_2 - \omega_1)T_b = 0,$$

что возможно при

$$2\pi(f_2 - f_1)T_b = n\pi, \quad n = 1, 2, 3, \dots$$

или

$$f_2 - f_1 = 2\Delta f_\delta = \frac{n}{2T_b}, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.35)$$

Как видим, условие ортогональности (3.34) устанавливает жесткую связь между девиацией частоты и длительностью элементарных символов

(битов). С другой стороны, согласно (3.35) можно найти бесконечное множество частот  $f_1$  и  $f_2$  при заданном значении  $T_b$ , для которых будет выполняться условие ортогональности (3.34). Минимальное расстояние между частотами (частотный сдвиг) для ортогонализации сигналов получаем при  $n = 1$ . В этом случае разность частот

$$f_2 - f_1 = 2\Delta f_o = \frac{1}{2T_b},$$

а девиация частоты

$$\Delta f_o = \frac{1}{4T_b}. \quad (3.36)$$

При меньшем значении разности частот ортогональность сигналов обеспечить нельзя.

Метод частотной манипуляции, для которого справедливо равенство (3.36), называется *манипуляцией с минимальным сдвигом* (ММС) или MSK (Minimum Shift Keying). Таким образом, ММС представляет собой некоторый специальный вариант двоичной ЧМ, при котором индекс модуляции  $m_{\text{ЧМ}} = 0,5$ . В самом деле, на основании (3.8) и (3.36) можно записать

$$m_{\text{ЧМ}} = 2\Delta f_o T_b = 0,5. \quad (3.37)$$

Аналитическая запись сигнала  $s_{\text{MSK}}(t)$  для одного тактового интервала выглядит следующим образом:

$$\begin{aligned} s_{\text{MSK}}(t) &= A \cos[2\pi(f_0 \pm \Delta f_o)t] = A \cos[2\pi f_0 t \pm 2\pi \Delta f_o t] = \\ &= A \cos(\omega_0 t \pm \frac{\pi t}{2T_b}), \quad nT_b \leq t \leq (n+1)T_b. \end{aligned} \quad (3.38)$$

Из выражения (3.38) следует, что текущая фаза модулированного сигнала

$$\varphi(t) = \omega_0 t \pm \frac{\pi t}{2T_b}, \quad nT_b \leq t \leq (n+1)T_b, \quad (3.39)$$

а набег фазы на интервале одного бита равен  $\Delta\varphi = \pm\pi/2$ .

Таким образом, основная особенность этого способа модуляции состоит в том, что приращение фазы несущего колебания на интервале  $T_b$  всегда равно  $+90^\circ$  или  $-90^\circ$  в зависимости от знаков символов цифровой последовательности, подводимой к модулятору.

Согласно (3.39) текущая фаза на тактовом интервале увеличивается или уменьшается, изменяясь по линейному закону. При этом мгновенная частота радиосигнала, как производная от фазы по времени, остается постоянной на этом же интервале, изменяясь скачками при смене знака модулирующего сигнала.

Существует много вариантов реализации модулятора MSK. Можно воспользоваться схемой с ГУН, представленной на рис 3.7,б. В этом случае равенство  $m_{\text{ЧМ}} = 0,5$  должно выдерживаться с высокой точностью. Недостатком такого решения является невысокая стабильность виртуальной частоты  $f_0$ .

Следует отметить, что манипуляция с минимальным сдвигом может рассматриваться как фазовая модуляция или как частотная модуляция с непрерывной фазой. По этой причине сигнал с MSK может быть сформирован с помощью квадратурной схемы, которая лишь незначительно отличается от приведенной на рис. 3.13.

Метод MSK иногда интерпретируют как рассмотренный выше метод квадратурной фазовой манипуляции со смещением (OQPSK), в котором прямоугольные модулирующие импульсы длительностью  $2T_b$  заменяются полу-волновыми отрезками синусоиды или косинусоиды. Входная последовательность импульсов здесь также разделяется на два потока из четных и нечетных импульсов. Таким образом, сигнал MSK согласно [22, с. 582] можно представить в следующем виде:

$$s_{\text{MSK}}(t) = Ad_I(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \cos \omega_0 t + Ad_Q(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right) \sin \omega_0 t, \quad (3.40)$$

$$nT_b < t < (n+1)T_b.$$

Здесь  $d_I(t)=\pm 1$ ,  $d_Q(t)=\pm 1$ , а функции  $\cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)$  и  $\sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)$  на интервале длительностью  $2T_b$  имеют форму полуволны и сглаживают прямоугольные импульсы в квадратурных ветвях. Как и в случае OQPSK, синфазный и квадратурный компоненты сдвинуты относительно друг друга на  $T_b$  секунд. Форму записи (3.40) иногда называют MSK с предварительным кодированием (precoded MSK).

Структурная схема модулятора MSK представлена на рис. 3.22.

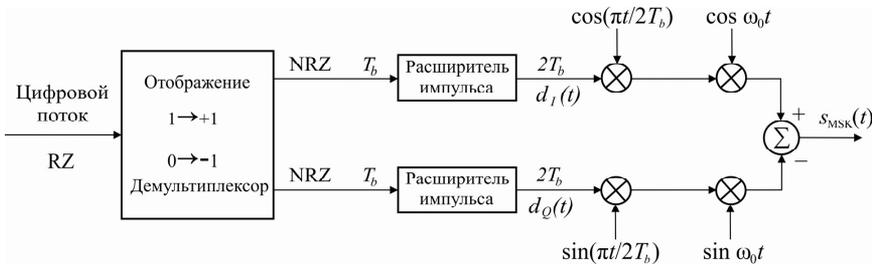


Рис. 3.22. Схема устройства формирования MSK сигнала

Изменение знаков  $d_I(t)$  и  $d_Q(t)$  определяется сменой полярности импульсов в квадратурных каналах. Табл. 3.4 поясняет, каким образом значения частот  $f_1$  и  $f_2$  связаны с полярностью модулирующих импульсов.

На первом графике (рис. 3.23,а) представлен пример входного цифрового потока. На втором и третьем графиках приведены нечетные  $d_I(t)$  и четные  $d_Q(t)$  биты входного потока, причем длительность их увеличена вдвое.

Закон изменения частоты сигнала

Биты входной последовательности модулятора		Знаки слагаемых в формуле (3.40)		Значение несущей частоты
Нечетный бит	Четный бит	Знак первого слагаемого (cos)	Знак второго слагаемого (sin)	
1	1	+	+	$f_1$
0	1	+	-	$f_2$
0	0	-	-	$f_1$
1	0	-	+	$f_2$

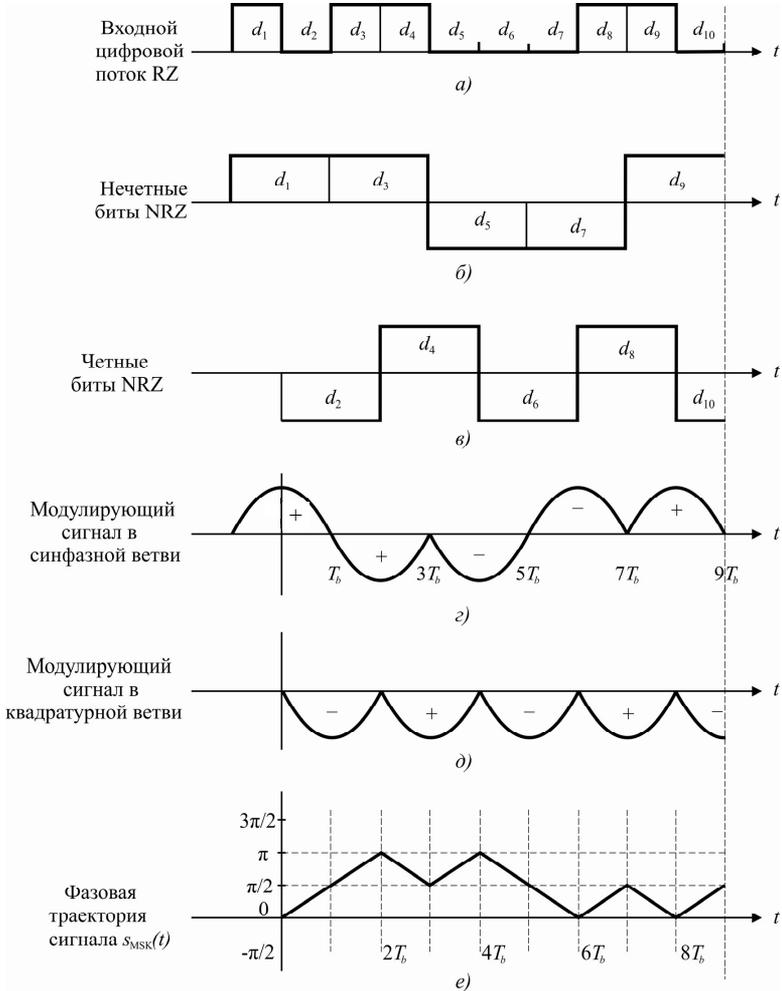


Рис. 3.23. Иллюстрация процессов, протекающих в модуляторе системы с MSK

Отметим также переход от RZ к NRZ. В результате для каждого битового интервала длительностью  $T_b$  расположенные одно над другим значения  $d_I(t)$  и  $d_Q(t)$  дают ту пару бит, которая является основной для выбора частоты  $f_1$  или  $f_2$  (табл. 3.4). Следующие графики (рис. 3.23,з и рис. 3.23,д) демонстрируют форму модулирующих сигналов в квадратурных каналах, которая определяется функциями  $\cos\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)$  и  $\sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right)$ . Обратим внимание на то, что фазы этих сигналов изменяются скачкообразно на  $180^\circ$  в моменты изменения полярности прямоугольных импульсов в подканалах. Отмеченные на полу-волнах знаки соответствуют полярности импульсов в подканалах. На рис. 3.23,е показан закон изменения фазы высокочастотного колебания на выходе передатчика в том случае, когда входная информационная последовательность имеет вид, показанный на рис. 3.23,а. Отметим, что на любом интервале длительностью  $T_b$  фаза меняется по линейному закону  $\pm\pi t/2T_b$ , как это следует из выражения (3.39).

Все сказанное приобретает особую наглядность, если промоделировать выражение (3.40) в среде MATLAB. Модель процесса модуляции представляет **Листинг 3.4**.

### Листинг 3.4

```
% Иллюстрация процесса формирования
% ЧМ сигнала с минимальным сдвигом
figure('Color','White');
subplot(5,1,1)
x1=[0:0.01:1.5]; y1=cos(pi*x1);
plot(x1,y1,'k-','LineWidth',1.6)
xlim([0 5])
ylim([-1.2 1.2]),hold on
plot([0,5],[0,0],'k-','LineWidth',1)% Ось абсцисс
x2=[1.5:0.01:3.5]; y2=-sin(pi*(x2-1.5));
plot(x2,y2,'k-','LineWidth',1.6)
x3=[3.5:0.01:4.5]; y3=sin(pi*(x3-3.5));
plot(x3,y3,'k-','LineWidth',1.6)
set(gca,'XtickLabel',[],'YTickLabel',[])
set(gca,'Box','Off')
%-----
subplot(5,1,2)
x=[x1 x2 x3];% Конкатенация векторов-строк аргумента
z=[y1 y2 y3];% Конкатенация векторов-строк функции
% Формирование первой составляющей ф-лы (3.40)
z1=z.*cos(2*pi*5*x); %
plot(x,z1,'k-','LineWidth',1.6)
xlim([0 5])
ylim([-1.2 1.2]),hold on
plot([0,5],[0,0],'k-','LineWidth',1)% Ось абсцисс
set(gca,'XtickLabel',[],'YTickLabel',[])
set(gca,'Box','Off')
%-----
subplot(5,1,3)
x=[x1 x2 x3];
y=-abs(sin(pi*x));
plot(x,y,'k-','LineWidth',1.6)
```

```

xlim([0 5])
ylim([-1.2 1.2]),hold on
plot([0,5],[0,0],'k-', 'LineWidth',1) % Ось абсцисс
set(gca, 'XtickLabel', [], 'YTickLabel', [])
set(gca, 'Box', 'Off')
-----
subplot(5,1,4)
x=[x1 x2 x3];
% Формирование второй составляющей Ф-лы (3.40)
z2=-abs(sin(pi*x)).*sin(2*pi*5*x);
plot(x,z2, 'k-', 'LineWidth',1.6)
xlim([0 5])
ylim([-1.2 1.2]),hold on
plot([0,5],[0,0],'k-', 'LineWidth',1) % Ось абсцисс
set(gca, 'XtickLabel', [], 'YTickLabel', [])
set(gca, 'Box', 'Off')
-----
subplot(5,1,5)
x=[x1 x2 x3];
z3=z1+z2; % Частотно-манипул. сигнал
plot(x,z3, 'k-', 'LineWidth',1.6)
xlim([0 5])
ylim([-1.2 1.2]),hold on
plot([0,5],[0,0],'k-', 'LineWidth',1) % Ось абсцисс
set(gca, 'XtickLabel', [], 'YTickLabel', [])
set(gca, 'Box', 'Off')
-----

```

Результаты работы программы приведены на рис. 3.24.

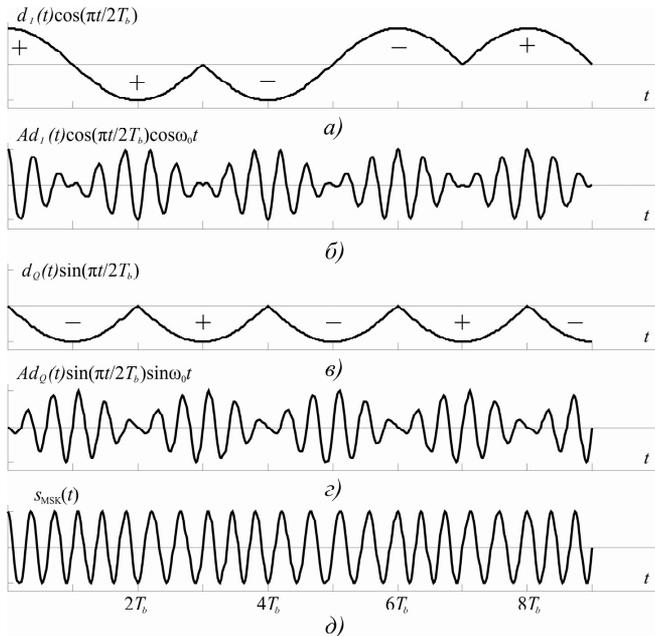


Рис. 3.24. Иллюстрация процесса формирования ЧМ сигнала с минимальным сдвигом

Анализируя процесс формирования ЧМ сигнала, можно отметить ряд интересных особенностей работы модулятора (см. рис. 3.22). Функции на рис. 3.24,б и 3.24,г представляют собой два АМ сигнала в квадратурных каналах. Частоты несущих совпадают, а фазы сдвинуты на  $90^\circ$ . Суммы этих АМ сигналов дает ЧМ сигнал с постоянной огибающей и без разрыва фазы (рис. 3.4,д). Чередувание частот при модуляции соответствует закону, представленному на рис. 3.23,е. Например, на интервале  $[0, 2T_b]$  частота сигнала равна  $f_2$  на интервале  $[2T_b, 3T_b]$  излучается сигнал на частоте  $f_1$  и т.д. Изменение частоты сигнала на рис. 3.24,д малозаметно ввиду малого индекса модуляции.

В заключение можно отметить следующие основные свойства частотной модуляции с минимальным сдвигом.

1. Индекс модуляции MSK сигнал равен  $m_{\text{ЧМ}} = 0,5$ .
2. Набег фазы на интервале одного бита составляет  $\Delta\varphi = \pm\pi/2$ .
3. Изменение мгновенной фазы радиосигнала во времени представляет собой линейно-ломаную функцию без разрывов.
4. MSK сигнал имеет постоянную огибающую, что позволяет использовать нелинейные энергетически эффективные режимы усиления.
5. В приемнике можно использовать как когерентные, так и некогерентные методы демодуляции.

### 3.7. Гауссовская частотная модуляция с минимальным сдвигом GMSK

Системы с MSK обладают хорошими техническими характеристиками. Фазовая траектория MSK сигнала (см. рис. 3.23,е) представляет собой непрерывную линейно-ломаную функцию, что порождает частотную манипуляцию без разрыва фазы (см. рис. 3.24,д). Вместе с тем уже первая производная имеет разрывы в точках, где фаза меняется на  $\pm 90^\circ$ . Следствием этого является медленное затухание спектральной плотности при  $\omega \rightarrow \infty$ , т.е. низкая концентрация энергии вблизи виртуальной несущей  $\omega_0$ .

Компактность энергетического спектра повысится в том случае, если фазовая траектория станет более гладкой. Для решения этой задачи необходимо отказаться от прямоугольной формы импульсов, поступающих на вход модулятора. В техническом плане это означает включение перед модулятором ФНЧ с АЧХ, имеющей форму гауссовской кривой.

АЧХ гауссовского фильтра имеет следующий вид

$$H(\omega) = e^{-\omega^2 a^2 / 2}, \quad -\infty < \omega < \infty, \quad (3.41)$$

где  $a$  – некоторая постоянная.

Считаем, что ФЧХ гауссовского ФНЧ принимается равной нулю.

Обратное преобразование Фурье функции (3.41) дает импульсную реакцию гауссовского фильтра

$$h(t) = \frac{1}{a\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2a^2}, \quad -\infty < t < \infty. \quad (3.42)$$

Таким образом, обе характеристики ФНЧ представляют собой симметричные функции, форма которых совпадает с гауссовской кривой.

Следует отметить, что ФНЧ с такими характеристиками физически реализовать нельзя [7, 12]. Однако удастся синтезировать фильтры, характеристики которых мало отличаются от гауссовских.

Обозначим через  $B, \Gamma$  ширину полосы пропускания ФНЧ по уровню 0,707 относительно максимального значения и выразим постоянную  $a$  через параметр  $B$ . Для этого подставим  $B$  в выражение (3.41):

$$H(2\pi B) = e^{-(2\pi B)^2 a^2/2} = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Отсюда

$$a = \frac{\sqrt{\ln 2}}{2\pi B}.$$

Подставляя значения  $a$  в (3.42), получаем следующую запись импульсной реакции гауссовского формирующего фильтра:

$$h(t) = B\sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} e^{-\frac{2\pi^2 B^2}{\ln 2} t^2}, \quad -\infty < t < \infty. \quad (3.43)$$

На вход предмодуляционного гауссовского ФНЧ с импульсной реакцией (3.43) подается последовательность положительных и отрицательных прямоугольных импульсов с амплитудой  $U$ . Каждый импульс имеет длительность  $T_b$  и может быть записан как

$$\Pi(t/T_b) = \begin{cases} \pm U, & kT_b < t < (k+1)T_b, \\ 0, & \text{при прочих } t. \end{cases} \quad (3.44)$$

Сигнал на выходе гауссовского фильтра представляет собой свертку прямоугольного импульса (3.44) с импульсной реакцией  $h(t)$ :

$$g(t) = \Pi\left(\frac{t}{T_b}\right) \otimes h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \Pi\left(\frac{t-v}{T_b}\right) h(v) dv. \quad (3.45)$$

Операция свертки легко выполняется тогда, когда одна из функций имеет вид прямоугольного импульса длительностью  $T_b$  [2]. В этом случае вторая функция интегрируется на интервале от  $t - T_b$  до  $t$ . Следовательно, интеграл свертки (3.45) можно записать в форме

$$g(t) = U \int_{t-T_b}^t h(v) dv = UB \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} \int_{t-T_b}^t \exp\left(-\frac{2\pi^2 B^2}{\ln 2} v^2\right) dv.$$

Вводя новую переменную

$$\pi B v \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} = x; \quad dv = \frac{\sqrt{\ln 2}}{\pi B \sqrt{2}}; \quad x_1 = \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} \pi B (t - T_b); \quad x_2 = \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} \pi B t,$$

получим:

$$g(t) = \frac{U}{2} \frac{2}{\sqrt{\pi}} \left[ \int_0^{x_2} e^{-x^2} dx - \int_0^{x_1} e^{-x^2} dx \right]. \quad (3.46)$$

С учетом того, что

$$\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-x^2} dx,$$

перепишем (3.46) в виде:

$$g(t) = \frac{U}{2} \left\{ \operatorname{erf} \left[ \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B T_b \frac{t}{T_b} \right] - \operatorname{erf} \left[ \sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B T_b \left( \frac{t}{T_b} - 1 \right) \right] \right\}. \quad (3.47)$$

Импульс  $g(t)$  на выходе гауссовского фильтра не является гауссовским, однако по форме близок к нему.

Построим график выходного сигнала гауссовского ФНЧ в среде MATLAB.

### Листинг 3.5

```
% Моделирование прохождения прямоугольного
% импульса через гауссовский ФНЧ
%-----
figure('Color','w');
A=[20 0.5 0.3 0.1];
x=[-4:0.001:4];
for BT=A % Построение графиков в цикле
    g=0.5*(erf(pi*(2/log(2))^0.5*BT*x)-...
        erf(pi*(2/log(2))^0.5*BT*(x-1)));
    plot(x,g,'k-','LineWidth',1.5), grid on
    hold on
end
set(gca,'XtickLabel',[-4,-3,-2,-1,0,...
    1,2,3,4])
axis([-4 4 0 1.2])
```

На рис. 3.25 представлено изображение сигнала на выходе гауссовского ФНЧ при различных значениях  $BT_b$ .

Из сказанного следует, что форма импульса  $g(t)$  полностью определяется значением произведения ширины полосы пропускания ФНЧ  $B$  на длительность  $T_b$  битового интервала.

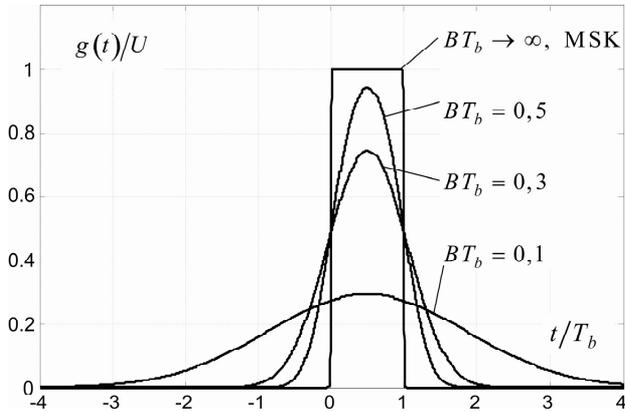


Рис. 3.25. Отклик гауссовского фильтра на прямоугольный импульс

В стандарте GSM-900 полоса гауссовского фильтра равна  $B = 81,3$  кГц, а длительность бита составляет  $T_b = 3,6923$  мкс (см. разд. 2.2). Таким образом, в этом стандарте  $BT_b = 0,3$ .

Введение гауссовского фильтра приводит к сужению главного лепестка и снижению уровня боковых лепестков энергетического спектра сигнала на выходе частотного модулятора передатчика. Этим самым обеспечивается допустимый уровень взаимных помех между частотными каналами (см. рис. 2.1).

Отметим, что при GMSK сохраняются все основные свойства MSK: постоянство огибающей, равенство индекса модуляции  $m_{\text{ЧМ}} = 0,5$  и т.д.

Следует также обратить внимание на следующую обстоятельство. На входе гауссовского фильтра каждый прямоугольный импульс занимает один временной интервал  $T_b$ , предоставляемый для передачи одного бита. На выходе каждый импульс расширяется на несколько битовых интервалов, что приводит к появлению межсимвольной интерференции (МСИ) (см. рис. 3.25). Однако соответствующим выбором  $BT_b$  можно снизить МСИ до такой величины, которая не приводит к заметному снижению помехоустойчивости системы передачи.

Таким образом, GMSK позволяет за счет незначительного увеличения вероятности ошибки при передаче информации получить высокую спектральную эффективность системы и постоянство огибающей радиосигнала.

## ГЛАВА 4

### ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПРИНЦИПОВ МДЧР В СОТОВЫХ СЕТЯХ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ

#### 4.1. Системы связи с ортогональными сигналами

В системах подвижной радиосвязи общий *частотно-временной ресурс* распределяется между отдельными абонентами (см. разд. 1.4). При проектировании любой ССПР принципиальным моментом является обеспечение *множественного (многостанционного)* доступа к ресурсам сети, т.е. возможности многим абонентам работать в сети с минимальными взаимными помехами.

Среди известных методов многостанционного доступа наиболее широко применяются три: МДЧР, МДВР и МДКР. Рассмотрим кратко, каким образом в каждой из трех технологий используется частотно-временной ресурс.

**Частотное разделение.** Одним из наиболее очевидных способов организации множественного доступа является применение абонентами сигналов с неперекрывающимися спектрами. Этот метод применим как для аналоговых систем, так и для цифровых.

Все сигналы передаются одновременно, т.е. накладываются друг на друга во временной области. Разделение сигналов осуществляется при помощи полосовых фильтров, которые имеют одинаковые полосы пропускания, но различные граничные частоты.

Другими словами, при МДЧР любому абоненту предоставляется весь временной ресурс, но только часть полного частотного ресурса  $[\omega_{1f}, \omega_{2f}]$ .

Обозначим через  $S_1(j\omega), S_2(j\omega), \dots, S_N(j\omega)$  спектры индивидуальных сигналов на выходе передатчиков пользователей (рис. 4.1).

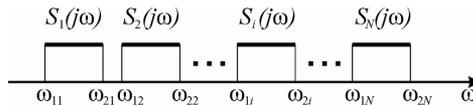


Рис. 4.1. Спектры индивидуальных сигналов в полосе радиотракта

Для этих спектров справедливо равенство

$$S_i(j\omega) = \begin{cases} S_i(j\omega), & \text{при } \omega_{1i} < \omega < \omega_{2i}, \\ 0, & \text{при } \omega < \omega_{1i}, \quad \omega > \omega_{2i}. \end{cases} \quad (4.1)$$

Согласно (4.1) спектры канальных сигналов не перекрываются, поэтому

$$\int_{\omega_{1i}}^{\omega_{2i}} S_i(j\omega) S_k^*(j\omega) d\omega = \begin{cases} A_i, & \text{при } i = k, \\ 0, & \text{при } i \neq k, \end{cases} \quad (4.2)$$

где  $A_i$  – некоторая константа, величина которой определяется энергией  $i$ -го индивидуального сигнала.

Выражение (4.2) показывает, что спектральные функции канальных сигналов ортогональны. Можно показать [2, 22], что сами канальные сигналы, т.е. функции времени  $s_1(t), s_2(t), \dots, s_N(t)$ , также ортогональны. Выясним теперь, какой вид должен иметь оператор разделения, т.е. какое физическое устройство выделяет в приемнике предназначенный абоненту сигнал. Очевидно, что для идеального выделения из группового сигнала индивидуального сигнала  $i$ -го абонента необходим идеальный полосовой фильтр с полосой  $\Delta\omega_i = \omega_{2i} - \omega_{1i}$ .

Неперекрывание спектров сохраняет ортогональность пользовательских сигналов и, следовательно, их разделимость при любых взаимных запаздываниях. Благодаря этому отсутствует потребность в поддержании синхронизма сигналов на входе приемника, что иногда рассматривается как достоинство МДЧР [11].

**Временное разделение.** В системах МДВР сигналы пользователей не перекрываются во временной области. При этом выделенный временной ресурс (обычно называемый кадром) делится между пользователями, предоставляя в их распоряжение неперекрывающиеся окна (слоты) (см. разд. 2.2). В частотной области спектры всех сигналов перекрываются, т.е. все пользователи используют общий частотный ресурс. Технология строится на положениях теоремы В.А. Котельникова, поэтому оборудование работает в импульсном режиме. Таким образом, все аналоговые сигналы необходимо дискретизировать и оцифровывать.

Поскольку сигналы не перекрываются во временной области, они ортогональны. Для разделения абонентских сигналов используются временные селекторы (ВС). Каждый ВС управляется периодической последовательностью прямоугольных импульсов с индивидуальным сдвигом во времени. Между абонентскими сигналами на входе приемника необходима жесткая синхронизация, которая увеличивает сложность оборудования ССПР в целом.

Можно показать [4, 21], что МДЧР и МДВР эквивалентны с точки зрения потенциального числа абонентов в ССПР.

**Кодовое разделение.** Как МДЧР, так и МДВР базируются на распределении полного выделенного для работы ССПР частотно-временного ресурса между активными пользователями таким образом, что каждый из них получает в свое распоряжение часть ресурса в какой-то одной области и полный ресурс в другой.

В системах с разделением сигналов по форме каждому пользователю предоставляется весь выделенный для работы частотно-временной ресурс. Это означает, что все индивидуальные сигналы перекрываются как в частотной области, так и во временной. Система допускает только цифровую форму передачи информации. Разделить сигналы пользователей можно лишь в

том случае, когда входящие в их состав символы взаимно ортогональны, т.е. удовлетворяют следующему условию ортогональности:

$$\frac{1}{E} \int_0^T \psi_i(t) \psi_k(t) dt = \begin{cases} 1, & \text{при } i = k, \\ 0, & \text{при } i \neq k, \end{cases} \quad (4.3)$$

где  $E$  – энергия функции  $\psi_i(t)$ ,  $i = 1, 2, \dots, M$ ;  $T$  – длительность бита (символа).

Частным случаем разделения сигналов по форме является кодовое разделение. В системах с МДКР множество  $\psi_i(t)$ ,  $i = 1, 2, \dots, M$  представляет собой набор ортогональных импульсных последовательностей, например, функций Уолша (Walsh) [6, 11, 22].

Разделить сигналы абонентов в данном случае удастся при помощи одного из двух устройств: коррелятора или согласованного фильтра. Схема коррелятора, реализующего выражение (4.3), представлена на рис. 4.2.

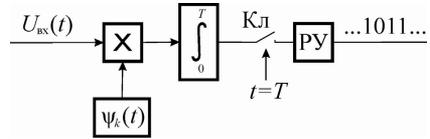


Рис. 4.2. Структурная схема коррелятора

Основными элементами коррелятора, как следует из выражения (4.3), являются множитель, генератор опорного сигнала, интегратор и ключ. На вход коррелятора приемника  $k$ -го пользователя поступает групповой сигнал  $U_{\text{вх}}(t)$ , который умножается на опорный сигнал  $\psi_k(t)$ . Произведение интегрируется с момента прихода ( $t=0$ ) и до момента окончания одного бита ( $t=T$ ). В момент  $t = T$  ключ Кл замыкается на короткое время, подключая выход коррелятора ко входу решающего устройства РУ. Последнее решает, какой символ был передан  $k$ -му пользователю – 0 или 1.

Отметим, что коррелятор является линейным устройством с переменными параметрами, так как режим его работы зависит от изменения функции  $\psi_k(t)$  во времени [6].

Согласованный фильтр (СФ) является пассивным фильтром с постоянными параметрами. Форма импульсной характеристики СФ представляет собой зеркальное отображение адресного сигнала  $\psi_k(t)$  с запаздыванием на  $T$ . Общим для коррелятора и СФ является равенство (с точностью до масштабирования множителя) выходных напряжений в момент  $t = T$ . Различие заключается в том, что СФ инвариантен относительно задержки входного сигнала, в то время как коррелятор требует синхронности  $U_{\text{вх}}(t)$  и  $\psi_k(t)$ .

Рассмотрим процесс выделения информационного символа в приемнике  $k$ -го абонента. С выхода демодулятора на вход коррелятора поступает групповой сигнал и шум (см. рис. 4.2)

$$U_{\text{вх}}(t) = \sum_{i=1}^m a_i \psi_i(t) + n(t), \quad 0 < t < T, \quad (4.4)$$

где  $a_i \in \{-1, 1\}$  и  $\psi_i(t)$ ,  $i = 1, 2, \dots, m$  – информационные символы и одновременно адресные функции активных абонентов сети на данный сеанс связи.

На выходе коррелятора имеем

$$\begin{aligned} \int_0^T U_{\text{вх}}(t) \psi_k(t) dt &= \int_0^T \left[ \sum_{i=1}^m a_i \psi_i(t) + n(t) \right] \psi_k(t) dt = \\ &= a_1 \int_0^T \psi_1(t) \psi_k(t) dt + a_2 \int_0^T \psi_2(t) \psi_k(t) dt + \dots + a_k \int_0^T \psi_k(t) \psi_k(t) dt + \dots + \\ &+ a_m \int_0^T \psi_m(t) \psi_k(t) dt + \int_0^T n(t) \psi_k(t) dt = 0 + 0 + \dots + a_k + \dots + 0 + \hat{n}. \end{aligned} \quad (4.5)$$

В выражении (4.5) все интегралы ( $i \neq k$ ) равны нулю согласно критерию ортогональности (4.3). Один интеграл ( $i = k$ ) равен единице также согласно (4.3). Вследствие этого выделяется информационный признак  $a_k$ , адресованный  $k$ -му пользователю.

Заметим, что последнее слагаемое в (4.5) представляет собой скалярное произведение реализации шума  $n(t)$  на интервале  $0 \leq t \leq T$  и адресной функции  $\psi_k(t)$   $k$ -го абонента на этом же интервале. Результатом подобной операции является некоторое число, которое добавляется к  $a_k$ , создавая трудности для РУ при идентификации символа. Только в том случае, когда  $n(t) = 0$  и выполняется точное совпадение пределов интегрирования с границами интервала ортогональности, выделенный информационный признак  $a_k$  принимает значения  $-1$  или  $1$ .

Описанный принцип синхронной работы (S-CDMA) легко реализовать тогда, когда все сигналы передаются на одной несущей одним передатчиком, который находится в одной точке, например, на базовой станции, и сообщения посылаются одновременно всем подвижным абонентам в соте. Вследствие этого режим S-CDMA используется в нисходящей линии сотовых сетей поколений 2G (cdmaOne) и 3G (WCDMA, cdma2000).

Кроме синхронного режима работы широко используется *асинхронное кодовое разделение*. Типичной является ситуация, когда задержки  $\tau_i$  абонентских сигналов, поступающих на вход приемника БС, могут варьироваться в широких пределах, делая синхронизацию адресных сигналов  $\psi_i(t)$  проблематичной или вообще невозможной. В принципе, существуют методы точного измерения времени задержки  $\tau_i$ , вследствие чего появляется возможность передавать абонентский сигнал с упреждением на  $\tau_i$ . В результате задержки распространения будут скомпенсированы, и все абонентские сигналы на вход приемника БС поступают одновременно. Применение подобной процедуры, однако, привело бы к серьезному усложнению мобильных терминалов, что в ряде случаев не считается экономически целесообразным.

Отсутствие синхронизации между передатчиками мобильных терминалов в соте приводит к шумам неортогональности в приемном тракте соответствующего канала на базовой станции.

Рассмотрим сигнал на выходе коррелятора приемника БС, настроенно-го на сигнал  $k$ -го мобильного терминала

$$U_{\text{вх}}(t) = a_k \int_0^T \psi_k(t) \psi_k(t) dt + \sum_{i \neq k}^m a_i \int_0^T \psi_i(t - \tau_i) \psi_k(t) dt + \int_0^T n(t) \psi_k(t) dt = a_k + b_{\text{порт}} + \hat{n}, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (4.6)$$

Первый и последний члены в (4.6) являются соответственно вкладом собственного, т.е.  $k$ -го сигнала, и реакцией коррелятора на воздействие реализации теплового аддитивного шума приемника. Второе слагаемое  $b_{\text{порт}}$  обусловлено появлением дополнительных помех, называемых *шумами неортогональности*. Представление о характере этих помех можно получить, отождествляя сигналы сторонних терминалов со случайными шумоподобными широкополосными процессами. Уровень этих помех зависит от числа активных абонентов и может превзойти полезный сигнал.

Чтобы свести к минимуму вредные последствия отсутствия синхронизма на восходящей линии, прибегают к строгому оперативному контролю мощности, излучаемой передатчиками МС. При этом добиваются, чтобы мощность входящих сигналов соответствовала чувствительности приемника БС. Например, в стандарте cdmaOne регулирование мощности передатчика МС достигает  $\pm 0,5$  дБ [21]. Более подробно эти вопросы будут рассматриваться в разд. 4.7.

В заключение следует подчеркнуть, что во всех рассмотренных системах многостанционного доступа используются ортогональные сигналы, однако принципы реализации ортогональности существенно различаются.

## 4.2. Корреляционный анализ сигналов

Для разделения сигналов по форме необходимо использовать математический аппарат, позволяющий количественно оценить степень отличия двух сигналов. Известно [2, 6, 11], что таким аппаратом является корреляционный анализ.

Рассмотри сигнал  $s(t)$  и его сдвинутую во времени копию  $s(t - \tau)$ . Скалярное произведение этих двух сигналов

$$(s, s_\tau) = K_s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s(t - \tau) dt \quad (4.7)$$

называется *корреляционной* или *автокорреляционной функцией* (АКФ). Максимальное значение АКФ принимает при  $\tau = 0$ , поскольку в этом случае сиг-

нал  $s(t)$  сравнивается с самим собой. Непосредственно из (4.7) следует, что при  $\tau=0$

$$(s, s_\tau) = K_s(0) = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt = E_s, \quad (4.8)$$

т.е. максимальное значение корреляционной функции равно энергии сигнала. При любом значении сигнала  $\tau$  модуль АКФ не превосходит энергию сигнала

$$|K_s(\tau)| \leq K_s(0) = E_s. \quad (4.9)$$

Из общего определения корреляционной функции видно, что безразлично, вправо или влево относительно сигнала  $s(t)$  сдвигается его копия на величину  $\tau$ . Значение функции  $K_s(\tau)$  при этом не изменится. Поэтому выражение (4.7) можно обобщить следующим образом:

$$K_s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t+\tau) dt = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s(t-\tau) dt. \quad (4.10)$$

Равенство (4.10) равносильно утверждению, что  $K_s(\tau)$  является четной функцией  $\tau$  относительно оси ординат, т.е.

$$K_s(\tau) = K_s(-\tau). \quad (4.11)$$

С увеличением  $\tau$  функция  $K_s(\tau)$  убывает (не обязательно монотонно) и при сдвиге  $s(t-\tau)$  на величину, превышающую длительность сигнала ( $\tau > T$ ), обращается в нуль.

Перейдем в область спектральных представлений. Спектральная плотность  $S(j\omega)$  сигнала связана с  $s(t)$  прямым преобразованием Фурье

$$S(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt. \quad (4.12)$$

Обратное преобразование Фурье дает

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)e^{j\omega t} d\omega. \quad (4.13)$$

Напомним, что спектральная плотность имеет размерность В/Гц или В·с.

На основании (4.12) и (4.13) энергию сигнала  $s(t)$  можно записать в виде [2]

$$E_s = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(j\omega)S^*(j\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W_s(\omega) d\omega. \quad (4.14)$$

Обозначим через  $W_s(\omega)$  произведение комплексно-сопряженных функций  $S(j\omega)$  и  $S^*(j\omega)$ , которое совпадает с квадратом модуля спектральной плотности.

Следовательно,

$$W_s(\omega) = S(j\omega)S^*(j\omega) = |S(j\omega)|^2. \quad (4.15)$$

Введенная таким образом функция  $W_s(\omega)$  называется *энергетическим спектром* сигнала  $s(t)$ . Иногда ее называют *спектральной плотностью энергии*, так как она численно равна энергии сигнала на единицу полосы частот и измеряется в Дж/Гц или  $V^2 \cdot c/\text{Гц}$ , или  $V^2 \cdot c^2$ .

Энергетический спектр является действительной четной неотрицательной функцией частоты. Отметим, что при изучении сигналов с помощью их энергетических спектров неизбежно теряется информация, которая заключена в фазовых спектрах этих сигналов. Например, сигналы, одинаковые по форме, но отличающиеся своим расположением на оси времени, различить не удастся, поскольку они имеют один и тот же энергетический спектр. Тем не менее, понятие энергетического спектра позволяет оценить распределение энергии сигнала в заданной полосе частот.

Энергетический спектр и корреляционная функция связаны парой преобразований Фурье [2]:

$$W_s(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} K_s(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau, \quad (4.16)$$

$$K_s(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W_s(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega.$$

С учетом (4.15) выражения (4.16) принимают вид:

$$|S(j\omega)|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} K_s(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau, \quad (4.17)$$

$$K_s(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(j\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega.$$

Проиллюстрируем все сказанное конкретным примером.

**Пример 4.1.** Определить АКФ и энергетический спектр сигнала  $s(t)$ , имеющего форму прямоугольного импульса.

*Решение.* На рис. 4.3 показано построение корреляционной функции для простейшего сигнала в виде прямоугольного импульса (рис. 4.3,а). Сдвинутый на  $\tau$  (в сторону запаздывания) сигнал  $s(t-\tau)$  показан на рис. 4.3,б, а произведение  $s(t)s(t-\tau)$  – на рис. 4.3,в.

Каждому значению переменной  $\tau$  соответствует свое произведение  $s(t)s(t-\tau)$  и площадь под графиком функции  $s(t)s(t-\tau)$ , которая за-

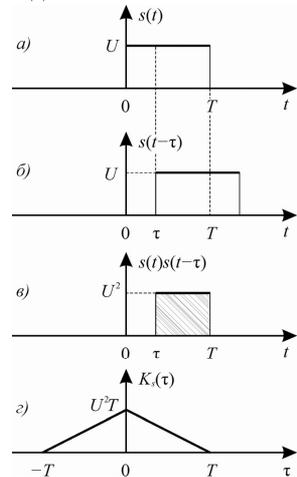


Рис. 4.3. Построение корреляционной функции для прямоугольного импульса

штрихована. Численное значение такой площади для соответствующего  $\tau$  дает ординату функции  $K_s(\tau)$ . Для прямоугольного импульса  $s(t)s(t-\tau)=U^2$ , а площадь области перекрытия равна  $U^2(T-\tau)$ . Тогда аналитическое выражение для АКФ сигнала  $s(t)$  записывается как

$$K_s(\tau) = \begin{cases} U^2 T \left(1 - \frac{|\tau|}{T}\right), & |\tau| \leq T, \\ 0, & |\tau| > T. \end{cases} \quad (4.18)$$

Энергетический спектр сигнала  $s(t)$  можно получить различными способами. Укажем два из них.

1. Известно [2], что спектральная плотность прямоугольного импульса величины  $U$  и длительности  $T$  равна

$$S(j\omega) = UT \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2}, \quad -\infty < \omega < \infty. \quad (4.19)$$

Подставляя (4.19) в (4.15), непосредственно получаем искомый энергетический спектр:

$$W_s = |S(j\omega)|^2 = U^2 T^2 \frac{\sin^2(\omega T/2)}{(\omega T/2)^2}. \quad (4.20)$$

Энергию сигнала  $s(t)$  можно найти, подставляя (4.20) в (4.14):

$$E_s = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W_s(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U^2 T^2 \frac{\sin^2(\omega T/2)}{(\omega T/2)^2} d\omega.$$

После замены переменной  $\omega T/2 = \xi$ ,  $d\omega = 2d\xi/T$ , получаем

$$E_s = \frac{2U^2 T}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin^2 \xi}{\xi^2} d\xi = U^2 T,$$

так как входящий в выражение табличный интеграл равен

$$\int_0^{\infty} \frac{\sin^2 \xi}{\xi^2} d\xi = \frac{\pi}{2}.$$

2. Второй способ определения энергетического спектра связан с выражением (4.16). Подставляя (4.18) в (4.16) и учитывая, что  $K_s(\tau)$  – четная функция, получаем:

$$W_s(\omega) = 2 \int_0^T U^2 T (1 - \tau/T) \cos \omega \tau d\tau = 2U^2 T \int_0^T \cos \omega \tau d\tau - 2U^2 \int_0^T \tau \cos \omega \tau d\tau.$$

Второй интеграл является табличным

$$\int x \cos(ax) dx = \frac{\cos(ax)}{a^2} + \frac{x \sin(ax)}{a}.$$

С учетом этого можно записать искомый энергетический спектр:

$$W_s(\omega) = \frac{2U^2T}{\omega} \sin \omega T - 2U^2 \left[ \frac{\cos(\omega T)}{\omega^2} - \frac{1}{\omega^2} + \frac{T \sin(\omega T)}{\omega} \right] = U^2 T^2 \frac{\sin^2(\omega T/2)}{(\omega T/2)^2}.$$

Как видим, оба способа дают один и тот же результат. В среде MATLAB легко построить графики полученных выражений (рис. 4.4).

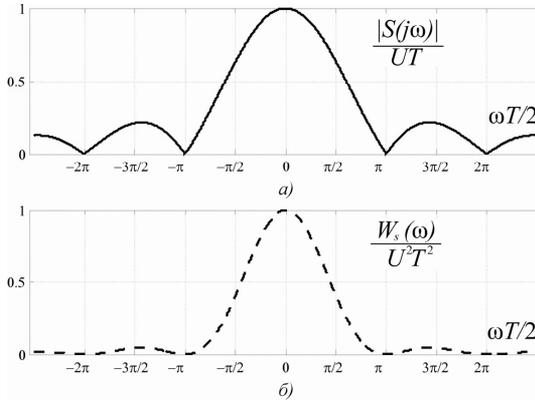


Рис. 4.4. Нормированная спектральная плотность (а) и нормированный энергетический спектр (б) прямоугольного импульса

**Взаимная корреляционная функция.** Введем особую характеристику двух сигналов, которая учитывает как различие в форме сигналов, так и их взаимное расположение на оси времени. Скалярное произведение

$$(u, v_\tau) = K_{uv}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)v(t-\tau) dt \quad (4.21)$$

называется *взаимной корреляционной функцией* (ВКФ) двух вещественных сигналов  $u(t)$  и  $v(t)$ .

Основные свойства ВКФ весьма существенно отличаются от свойств АКФ. Прежде всего заметим, что ВКФ не обладает четной симметрией, т.е.

$$K_{uv}(\tau) \neq K_{uv}(-\tau).$$

Однако своеобразная форма симметрии все же существует:

$$K_{uv}(\tau) = K_{vu}(-\tau).$$

Это означает, что изменение знака переменной  $\tau$  требует перестановки функций  $u(t)$  и  $v(t)$  в (4.21). При  $\tau=0$  ВКФ не обязательно достигает максимума, который может оказаться при каком угодно значении  $\tau$ . Очевидно, что АКФ является частным случаем ВКФ, когда оба сигнала одинаковы:  $u(t) = v(t) = s(t)$ . Предположим, что сигналы  $u(t)$  и  $v(t)$  заданы своими спектральными функциями  $U(j\omega)$  и  $V(j\omega)$ :

$$\begin{aligned} u(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \\ v(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} V(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \end{aligned} \quad (4.22)$$

Заменяем в (4.21) при  $\tau=0$  сигнал  $v(t)$  его представлением (4.22). Тогда

$$(u, v) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} u(t) \int_{-\infty}^{\infty} V(j\omega) e^{j\omega t} d\omega dt. \quad (4.23)$$

Изменяя в (4.23) порядок следования операций интегрирования по времени и по частоте, получаем

$$(u, v) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} V(j\omega) \left[ \int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{j\omega t} dt \right] d\omega.$$

Заметим, что внутренний интеграл в последнем выражении – это спектральная плотность сигнала  $u(t)$ , вычисленная при отрицательных значениях переменной  $\omega$ , т.е.

$$\int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{j\omega t} dt = U(-j\omega) = U^*(j\omega).$$

Считаем, что сигналы описываются вещественными функциями времени. Поэтому окончательно

$$(u, v) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) v(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} V(j\omega) U^*(j\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} (V, U^*) = \frac{1}{2\pi} (U, V^*). \quad (4.24)$$

Соотношение (4.24) называется *обобщенной формулой Рэлея (или равенством Парсеваля)*. Смысл этой формулы можно выразить словами: скалярное произведение двух сигналов пропорционально скалярному произведению их спектральных плотностей.

Введем понятие *взаимного энергетического спектра* сигналов  $u(t)$  и  $v(t)$

$$W_{uv}(j\omega) = U(j\omega) V^*(j\omega), \quad (4.25)$$

который связан с ВКФ парой преобразований Фурье:

$$W_{uv}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} K_{uv}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau; \quad (4.26)$$

$$K_{uv}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W_{uv}(j\omega) e^{j\omega\tau} d\omega.$$

Взаимный энергетический спектр  $W_{uv}(j\omega)$  сигналов  $u(t)$  и  $v(t)$  в отличие от энергетического спектра  $W_s(\omega)$  (4.15) сигнала  $s(t)$  является комплексной функцией. Это связано с тем, что  $K_{uv}(\tau)$  не обладает какой-либо симметрией.

**Геометрическое представление сигналов.** Теория сигналов приобретает особую ясность и наглядность, когда она строится на векторных представлениях, принятых в линейной алгебре. При этом с сигналами выполняют те же операции, что и с векторами в некотором векторном пространстве. Таким образом, введение линейного пространства с определенными свойствами является первым шагом на пути к геометрической трактовке сигналов.

Множество вещественных сигналов с ограниченной энергией является линейным пространством над полем  $R$ . Это значит, что в этом пространстве определена операция сложения элементов и умножение элемента на вещественное число. Пространство становится евклидовым, если задать скалярное произведение векторов формулой:

$$(u, v) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)v(t) dt. \quad (4.27)$$

Подобное выражение уже использовалось выше в качестве основной операции теории корреляционного анализа.

Главная роль скалярного произведения заключается в том, что через него можно естественным образом определить понятия нормы (длины вектора), метрики (расстояния между векторами) и угла между векторами. Кроме того, появляется возможность ввести понятие проекции сигнала  $s(t)$  на функции ортонормированного базиса и т.д. [2, 17, 22]. Нас будет интересовать, прежде всего, то, что связано с функциями корреляции, а именно угол между сигналами.

Норма вектора  $s(t)$  обозначается  $\|s\|$  и определяется следующим образом:

$$\|s\| = \sqrt{(s, s)} = \sqrt{E_s} = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt}, \quad B \cdot c^{1/2}. \quad (4.28)$$

Таким образом, каждому вектору  $s(t)$  в евклидовом пространстве однозначно сопоставлено число  $\|s\|$ , которое называется его длиной.

Тогда углом  $\varphi$  между ненулевыми векторами  $u(t)$  и  $v(t)$  называется значение  $\varphi$  на отрезке от 0 до  $\pi$ , определяемое равенством

$$\cos \varphi = \frac{(u, v)}{\|u\| \cdot \|v\|} = \frac{(u, v)}{\sqrt{(u, u)} \sqrt{(v, v)}}. \quad (4.29)$$

Согласно неравенству Коши-Буняковского [17] правая часть в (4.29) по модулю не превышает 1. Следовательно, угол  $\varphi$  определен корректно для любой пары ненулевых векторов.

Если нормировать взаимную корреляционную функцию (4.21) при  $\tau=0$  или (4.27), то получим *коэффициент взаимной корреляции*

$$\rho_{uv} = \frac{(u, v)}{\|u\| \cdot \|v\|} = \frac{1}{\sqrt{E_u E_v}} \int_{-\infty}^{\infty} u(t)v(t)dt, \quad -1 \leq \rho_{uv} \leq 1. \quad (4.30)$$

Сравнивая (4.29) с (4.30), можно заключить, что коэффициент взаимной корреляции представляет собой не что иное, как косинус угла  $\varphi$  между сигнальными векторами.

Если скалярное произведение двух сигналов равно нулю ( $\rho_{uv}=0$ ), то они ортогональны ( $\varphi=\pi/2$ ). Если  $\varphi=0$ , что  $\rho_{uv}=1$  и сигналы совпадают.

### 4.3. Кодовые последовательности и их корреляционные свойства

Кодовыми последовательностями принято называть составленные по определенным правилам конечные группы прямоугольных импульсов, амплитуды которых принимают значения  $a_i$ ,  $i=1, 2, \dots, N$ . Часто такую импульсную последовательность называют *кодовым вектором*, а каждый входящий в этот вектор импульс – *чипом*.

Кодовые последовательности бывают *апериодическими* и *периодическими*. Апериодическая последовательность представляет собой пакет конечного числа  $N$  манипулированных чипов. Длительность апериодического сигнала  $T = N\tau_0$ , где  $\tau_0$  – длительность чипа.

Альтернативой апериодической является периодическая кодовая последовательность, у которой структура сигнала повторяется с периодом  $T$ .

Рассмотрим конечную кодовую последовательность или кодовый вектор  $\mathbf{a} = (a_1, a_2, \dots, a_N)$ ,  $a_i \in [-1, 1]$ . Геометрическая длина (евклидова норма) кодового вектора  $\|\mathbf{a}\|$  может быть рассчитана по аналогии с (4.28). Энергия  $N$ -элементной кодовой последовательности  $\{a_1, a_2, \dots, a_N\}$  равна

$$\|\mathbf{a}\|^2 = \sum_{i=1}^N |a_i|^2. \quad (4.31)$$

Нормированная АКФ апериодической кодовой последовательности имеет вид

$$R(m) = \begin{cases} \frac{1}{\|\mathbf{a}\|^2} \sum_{i=m+1}^N a_i a_{i-m}, & m \geq 0, \\ \frac{1}{\|\mathbf{a}\|^2} \sum_{i=1}^{N+m} a_i a_{i-m}, & m < 0. \end{cases} \quad (4.32)$$

Как видим, вторая строчка в (4.32) избыточна, поскольку, как известно, любая АКФ обладает свойством симметрии, т.е.

$$R(-m) = R(m), \quad m = 1, 2, \dots, N.$$

Кроме того, из (4.31) и (4.32) следует, что  $R(0) = 1$  и  $R(m) < R(0)$ . Как отмечалось выше, без нормирующего множителя  $1/\|\mathbf{a}\|^2$  аperiodическая АКФ представляет собой скалярное произведение вектора  $\mathbf{a} = (a_1, a_2, \dots, a_N)$  с собственной копией, нециклически сдвинутой на  $m$  позицией. Это означает, что при сдвиге вектора  $\mathbf{a}$  вправо ( $m > 0$ ) сумма в (4.32) учитывает только перекрывающиеся элементы в  $\mathbf{a}$  и его сдвинутой копии, а все остальные полагаются равными нулю. Например, для вычисления  $R(1)$  записываем одну под другой исходную последовательность и ее сдвинутую вправо на одну позицию ( $m = 1$ ) копию

$$\begin{array}{c} a_1, a_2, a_3, \dots, a_N \\ a_1, a_2, \dots, a_{N-1}, a_N \end{array}$$

Нормированная сумма произведений равна

$$R(1) = \frac{1}{\|\mathbf{a}\|^2} \sum_{i=1}^N a_i a_{i-1} = \frac{1}{\|\mathbf{a}\|^2} (a_2 a_1 + a_3 a_2 + \dots + a_N a_{N-1}).$$

Аналогично выполняются вычисления при других значениях сдвига  $m$ .

Поскольку для элементов вектора  $\mathbf{a}$  выполняется условие  $|a_i| = 1$ , то согласно (4.31)  $\|\mathbf{a}\|^2 = N$ . Тогда выражение (4.32) можно переписать в виде

$$R(m) = \frac{1}{N} \sum_{i=m+1}^N a_i a_{i-m}, \quad m = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (4.33)$$

Рассмотрим теперь некоторые конкретные кодовые последовательности и их свойства.

**Коды Баркера.** Для решения многих прикладных задач требуются импульсные последовательности с хорошими автокорреляционными свойствами. Это означает, что центральный пик АКФ должен быть узким, а побочные пики по абсолютной величине – минимальными. Интенсивные поиски сигналов с наилучшей структурой АКФ в 60-е и 70-е годы XX в. позволили обнаружить целые классы сигналов с довольно совершенными корреляционными свойствами. Среди этих сигналов наибольшую известность получили так называемые *коды Баркера*.

Уникальность их свойств состоит в том, что независимо от числа импульсов в последовательности  $N$  значения побочных лепестков их АКФ не превосходят  $|1/N|$ .

Кодовая последовательность Баркера состоит из символов  $a_i = \pm 1$  и характеризуется АКФ вида

$$R(m) = \begin{cases} 1, & \text{для } m = 0, \\ 0, & \text{для } m = 2i + 1, i = 0, 1, \dots, \\ \pm 1/N, & \text{для } m = 2i, i = 1, 2, \dots \end{cases}$$

Все известные в настоящее время бинарные коды Баркера приведены в табл. 4.1.

Таблица 4.1

Кодовые последовательности Баркера

№	N	Элементы кодового вектора													R(2i)	
		a <sub>1</sub>	a <sub>2</sub>	a <sub>3</sub>	a <sub>4</sub>	a <sub>5</sub>	a <sub>6</sub>	a <sub>7</sub>	a <sub>8</sub>	a <sub>9</sub>	a <sub>10</sub>	a <sub>11</sub>	a <sub>12</sub>	a <sub>13</sub>		
1	3	1	1	-1												-1/3
2	4	1	1	-1	1											±1/4
3	5	1	1	1	-1	1										1/5
4	7	1	1	1	-1	-1	1	-1								-1/7
5	11	1	1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1				-1/11
6	13	1	1	1	1	1	-1	-1	1	1	-1	1	-1	1		1/13

В последнем столбце табл. 4.1 указаны значения и полярности максимальных пиков побочных лепестков нормированной АКФ кодов Баркера.

В качестве примера рассмотрим процесс формирования отклика согласованного фильтра на сигнал Баркера, состоящий из семи чипов, (N=7) (см. табл. 4.1). Начнем с общих сведений, касающихся согласованных фильтров.

**Согласованный фильтр для кода Баркера.** Пусть задан сигнал  $s(t)$  длительностью  $T$ . Фильтром, согласованным с сигналом  $s(t)$ , называется *линейная система*, импульсная реакция которой определяется выражением

$$h(t) = as(T-t), \quad (4.34)$$

где  $a$  – коэффициент пропорциональности.

Функция  $s(-t)$  является зеркальным отражением сигнала  $s(t)$  от оси ординат. Функция  $s(T-t)$  сдвинута относительно  $s(-t)$  в сторону запаздывания на время  $T$ .

Предположим, что на вход СФ подается сигнал  $s(t)$ . Отклик фильтра  $U_{\text{вых}}(t)$  может быть вычислен как интеграл свертки

$$U_{\text{вых}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(v)h(t-v)dv = a \int_{-\infty}^{\infty} s(v)s(T-t+v)dv$$

или

$$U_{\text{вых}}(t) = a \int_{-\infty}^{\infty} s(v)s[v-(t-T)]dv. \quad (4.35)$$

По аналогии с (4.10) замечаем, что

$$U_{\text{вых}}(t) = aR(t-T).$$

Таким образом, выходное напряжение СФ в реальном масштабе времени и с заранее известной задержкой воспроизводит АКФ входного сигнала  $s(t)$ . Как видим, СФ искажает форму входного сигнала, однако, для АБГШ канала СФ максимизирует отношение сигнал/шум в момент  $t = T$  [6]. Искажения формы сигнала не имеет значения тогда, когда необходимо установить сам факт поступления на вход заданного сигнала  $s(t)$ .

На рис. 4.5 представлена структурная схема СФ для сигнала Баркера длины  $N = 7$  (см. табл. 4.1). Данный согласованный фильтр включается после демодулятора приемника, хотя СФ может включаться и в тракт ПЧ. Первым блоком СФ является линия задержки с отводами. Каждая ячейка линии задерживает сигнал на длительность одного импульса (чипа)  $\tau_0$ . Сигналы с отводов умножаются на весовые коэффициенты, последовательность которых зеркальна по отношению к коду Баркера.

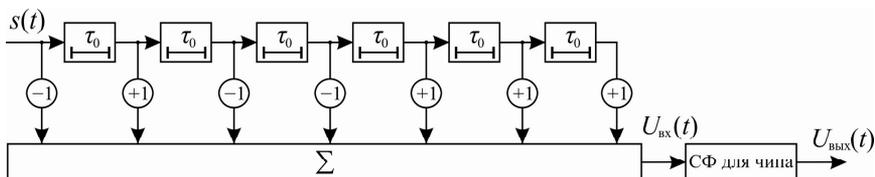


Рис. 4.5. Согласованный фильтр для сигнала Баркера длины  $N = 7$

Вторым блоком является фильтр, согласованный с одиночным чипом прямоугольной формы. Откликом этого СФ является треугольный импульс удвоенной длительности.

На рис. 4.6 представлены сигналы в различных точках структурной схемы. В верхней части рисунка показаны сигналы, поступающие на семь входов сумматора. Ниже показан сигнал на выходе сумматора, который одновременно является входным сигналом СФ для чипа, а также выходной сигнал СФ для сигнала Баркера.

Как видим, максимального значения выходное напряжение СФ достигает в момент  $t = T$ , где  $T = N\tau_0$ . Полярность и уровень боковых лепестков соответствуют данным табл. 4.1.

#### 4.4. Прямое расширение спектра цифрового сигнала

Широкополосные системы являются альтернативой узкополосным. Узкополосные системы радиосвязи используют полосу частот, соизмеримую с полосой передаваемого сообщения. Для широкополосных требуется многократное расширение полосы. Классическим примером расширения спектра является аналоговая ЧМ с большим индексом модуляции  $m_{\text{ЧМ}} \gg 1$ . Недостатком такого метода является то, что он обеспечивает нормальную работу только при больших отношениях сигнал/шум  $\rho^2 \gg 1$ .

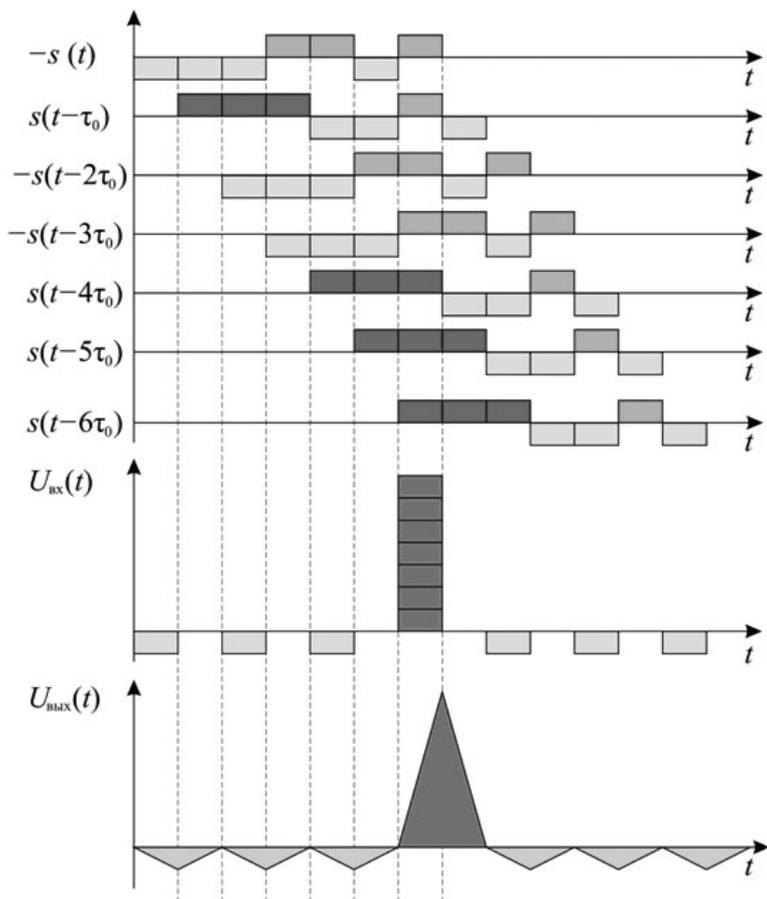


Рис. 4.6. Иллюстрация согласованной фильтрации сигнала Баркера длины  $N = 7$

Переход к цифровым методам передачи позволил придать проблеме широкополосности новые черты и получить системы с уникальными свойствами. Существует много способов расширения спектра передаваемого цифрового сигнала. В мобильных системах используются два способа: непосредственное расширение спектра цифровой последовательностью (Direct Sequence Spread Spectrum – DSSS) и расширение спектра скачками частоты (Frequency Hopping Spread Spectrum – FHSS). Первый способ получил наибольшее развитие и применяется в стандарте cdmaOne.

Для прямого расширения спектра в системах CDMA используются так называемые  $M$ -последовательности и функции Уолша [8, 12, 24].

**$M$ -последовательности.** В существующих стандартах с кодовым разделением в качестве расширяющей последовательности используется псев-

дослучайная последовательность (ПСП), которая генерируется с помощью сдвигового регистра и сумматоров по модулю 2 в цепи обратной связи [6]. Такие дискретные функции называются *M*-последовательностью или *последовательностью максимальной длины*. Если применяется регистр с *k* разрядами, то длительность *M*-последовательности равна  $T = N\tau_0$ , где  $N = 2^k - 1$ . Импульсы различных знаков встречаются в периоде примерно одинаковое число раз, т.е. они распределяются равномерно. Вследствие этого *M*-последовательность называют псевдослучайной. Сумма двух *M*-последовательностей, сдвинутых друг относительно друга, также является *M*-последовательностью.

Рассмотрим в качестве примера *M*-последовательность с  $N = 15$  {1111-11-111-1-11-1-1-1} и построим в среде MATLAB ее автокорреляционную функцию. На рис. 4.7 представлен отклик СФ на входное воздействие в виде ПСП.

Выходное напряжение согласованного фильтра воспроизводит АКФ *M*-последовательности в реальном масштабе времени с задержкой на *T* секунд.

*M*-последовательности обладают хорошими автокорреляционными свойствами, однако функция взаимной корреляции двух *M*-последовательностей не отвечает установленным требованиям. Вследствие этого для улучшения кодового разделения абонентов в мобильных системах связи дополнительно применяются ортогональные кодовые последовательности, одним из примеров которых являются функции Уолша.

**Функции Уолша.** Ортогональные системы базисных функций Уолша используются в теории широкополосной связи, при решении задач спектрального анализа и в других приложениях [6, 11]. Существуют различные способы упорядочения функций Уолша. Напомним, что упорядочением называется введение некоторого способа нумерации функций в системе. По этому принципу различают системы Уолша-Адамара, Уолша-Пэли, Уолша-Качмажа и др.

Рассмотрим систему функций Уолша-Адамара. В этой системе функции располагаются одна под другой в таком порядке, что образуют матрицу Адамара [Hadamard]. Матрицу Адамара можно построить рекурсивно. Элементарная матрица Адамара, состоящая из одного элемента ( $N = 1$ ), имеет вид

$$\mathbf{H}_1 = [1].$$

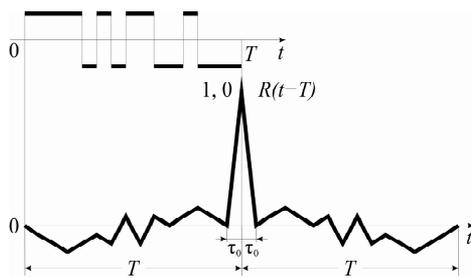


Рис. 4.7. Сигнал на выходе согласованного фильтра

Для  $N=2$  элементами матрицы  $\mathbf{H}_2$  будут матрицы  $\pm\mathbf{H}_1$ , которые расставляются по правилу

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_1 & -\mathbf{H}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (4.36)$$

Для  $N=4$  матрица  $\mathbf{H}_4$  подобна матрице (4.36), но элементами ее будут уже матрицы  $\mathbf{H}_2$ :

$$\mathbf{H}_4 = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_2 & \mathbf{H}_2 \\ \mathbf{H}_2 & -\mathbf{H}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & | & 1 & 1 \\ 1 & -1 & | & 1 & -1 \\ \hline 1 & 1 & | & -1 & -1 \\ 1 & -1 & | & -1 & 1 \end{bmatrix}.$$

В общем случае, матрица Адамара строится по правилу

$$\mathbf{H}_{2N} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_N & \mathbf{H}_N \\ \mathbf{H}_N & -\mathbf{H}_N \end{bmatrix}. \quad (4.37)$$

Каждая строка матрицы Адамара является функцией Уолша, а любые две строки этой матрицы ортогональны. Заметим, что в матрице Адамара любая строка, кроме первой, содержит равное число положительных и отрицательных единиц. Кроме того, эта матрица является симметрической, т.е. не изменяется при транспонировании. Справедливо также равенство

$$\mathbf{H}_N \times \mathbf{H}_N^t = N\mathbf{I},$$

где  $\mathbf{I}$  – единичная матрица;  $t$  – знак транспонирования.

**Принцип прямого расширения спектра.** Прямое расширение спектра (Spreading) осуществляется путем перемножения информационного цифрового сигнала  $B_k(t)$  на псевдослучайную последовательность  $s_k(t)$ , которая формируется периодически в течение всего сеанса связи (рис. 4.8,а). Полученный сигнал

$$b_k(t) = B_k(t) \cdot s_k(t)$$

подается на вход модулятора передатчика и модулирует несущую, как было описано в гл. 3.

Диаграммы рис. 4.8,б – г иллюстрируют последовательности операций в процессе расширения спектра передаваемого сообщения. Ширина спектра последовательности  $b_k(t)$  определяется самым коротким импульсом, длительностью  $\tau_0$ . Поскольку  $T_b = N \cdot \tau_0$ , то спектр расширяется в  $N$  раз. В нашем случае происходит восьмикратное расширение спектра.

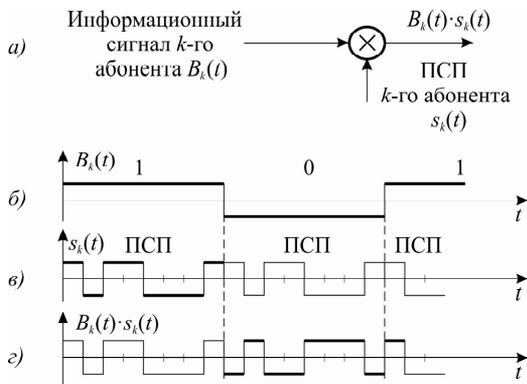


Рис. 4.8. Процедура расширения спектра абонентского сигнала

На рис. 4.9 представлена упрощенная структурная схема передатчика в системе с CDMA. Предположим, что скорость цифрового потока составляет 9,6 кбит/с. Процесс формирования сигнала с расширенным спектром состоит из двух этапов.

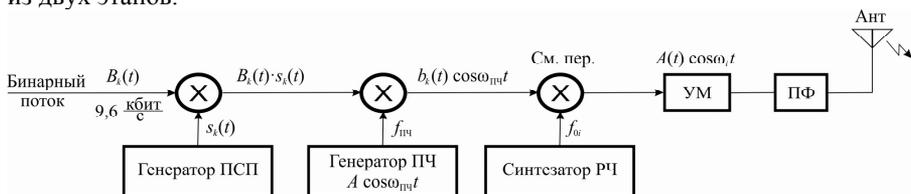


Рис. 4.9. Структурная схема передатчика системы с прямым расширением спектра

На первом этапе информационный поток модулирует периодическую ПСП  $s_k(t)$ , в результате чего спектр расширяется, а поток приобретает адресный признак.

Второй этап реализован в тракте промежуточной частоты, величина которой составляет обычно  $f_{ПЧ} = 70$  МГц или  $f_{ПЧ} = 140$  МГц. Здесь цифровой поток с расширенным спектром  $b_k(t)$  перемножается с косинусоидой  $\cos \omega_{ПЧ} t$ . При таком перемножении формируется амплитудно-модулированный двухполосный сигнал с подавленной несущей [26]. В данном случае АМ сигнал полностью совпадает с ФМ-2 сигналом, который был рассмотрен в разд. 3.1.

Отметим, что первый и второй модуляторы можно поменять местами без изменения потенциальных характеристик системы.

С выхода второго перемножителя сигнал  $b_k(t) \cos \omega_{ПЧ} t$  подается на третий перемножитель (модулятор), который называется смесителем передатчика (См<sub>пер</sub>). Назначение последнего – транспонировать спектр сигнала «вверх» из области промежуточных частот до нужной частоты несущей  $\omega_i$ , которая

совпадает с серединой полосы частот выделенного  $i$ -го радиоканала, который используется в данной зоне обслуживания ССПР.

Отметим, что переносы спектра «вверх» и «вниз» являются обычными операциями, которые осуществляются в передатчиках и приемниках [12, 20].

На рис. 4.10 представлены диаграммы, иллюстрирующие работу двух модуляторов в процессе формирования радиосигнала. В качестве ПСП используется  $M$ -последовательность.

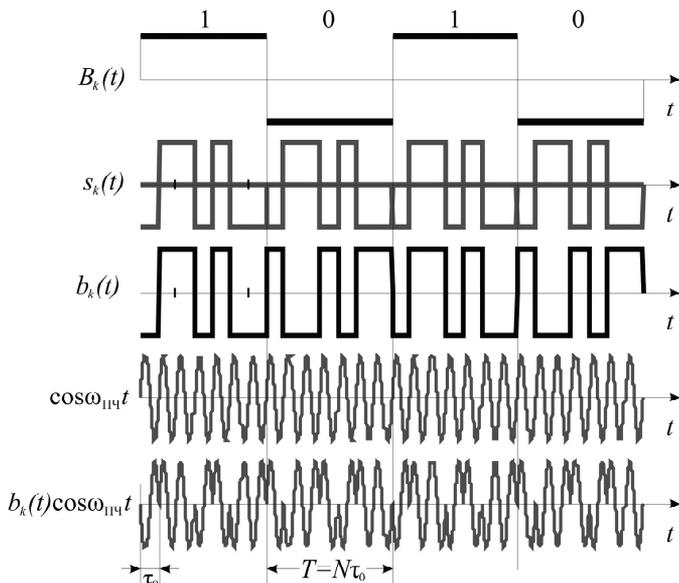


Рис. 4.10. Формирование сигнала с расширенным спектром в передатчике

В приемной части радиотракта выполняется сжатие спектра сигнала (despreading) (рис. 4.11).

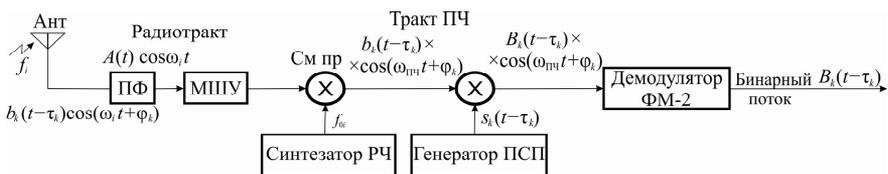


Рис. 4.11. Структурная схема приемника системы с прямым расширением спектра

С выхода антенно-фидерного тракта широкополосный сигнал поступает на полосовой фильтр (ПФ) и малошумящий усилитель (МШУ). Смеситель приемника (См пр) выполняет перенос спектра сигнала из диапазона радиочастот в область промежуточных частот (транспонирование «вниз»). Дальнейшие преобразование сигнала иллюстрируют диаграммы рис. 4.12.

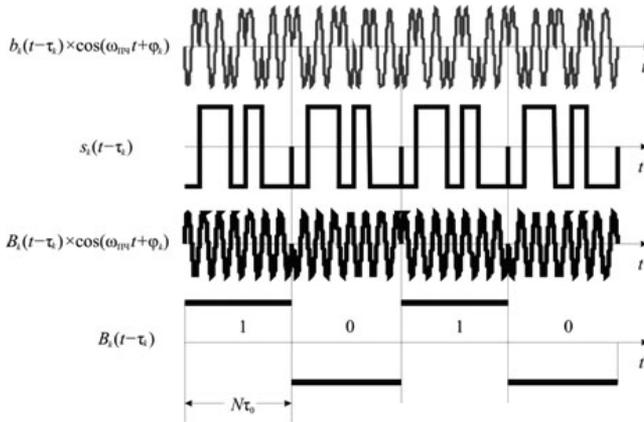


Рис. 4.12. Сжатие спектра и демодуляция ФМ сигнала

В результате конечного времени распространения радиоволн на участке БС-МС, СВЧ сигнал приобретает задержку  $\tau_k$  и фазовый сдвиг  $\phi_k$ , поэтому после  $S_{мпр}$  его аналитическая запись имеет следующий вид:

$$y(t) = b_k(t - \tau_k) \cos(\omega_{ПЧ}t + \phi_k). \quad (4.38)$$

Считаем, что системы синхронизации позволяют точно учесть величины  $\tau_k$  и  $\phi_k$ , поэтому их влияние можно не учитывать.

Существуют различные варианты обработки сигнала в приемнике [11, 26]. На рис. 4.11 показана схема, которая осуществляет оптимальную обработку в два этапа. На первом устраняется расширение спектра, и широкополосный сигнал превращается в обычный узкополосный ФМ сигнал. Эта операция выполняется путем перемножения широкополосного сигнала (4.38) на адресную ПСП  $s_k(t - \tau_k)$   $k$ -го абонента. В результате образуется обычный ФМ-2 сигнал, рассмотренный в разд. 3.1 (см. рис. 3.5). На втором этапе выполняется демодуляция узкополосного ФМ-2 сигнала. Оба этапа показаны на рис. 4.12.

Как видим, в данном случае не потребовалось непосредственно вычислять АКФ  $M$ -последовательности для каждого символа.

#### 4.5. Технология RAKE как метод борьбы с многолучевостью

Специфические условия мобильной радиосвязи приводят к возникновению замираний сигналов на трассе. Замирания бывают двух видов: «плоские» и селективные [9]. Первые характеризуются снижением уровня сигнала на всех частотах в одинаковой степени. Они вызваны изменением рефракции радиоволн в тропосфере и на коротких трассах малозаметны.

Селективные замирания, как говорит само название, существенно неодинаковы для различных частот. Причиной селективных замираний является многолучевость распространения радиоволн. Следствием их является искажение спектра и формы сигнала, что приводит к возникновению межсимвольной интерференции. При этом глубина замираний может составлять величину порядка 20...30 дБ.

Для борьбы с замираниями используют разнесенный в пространстве или по частоте прием (diversity reception), адаптивные эквалайзеры (adaptive equalizer) и перемежение (interleaving), которое является разновидностью разнесения во времени (time diversity). Все эти методы можно применять как в узкополосных, так и в широкополосных системах.

Однако только широкополосные системы обладают уникальной возможностью разделения и оптимального сложения сигналов, приходящих на вход приемника по различным лучам [11, 17, 21].

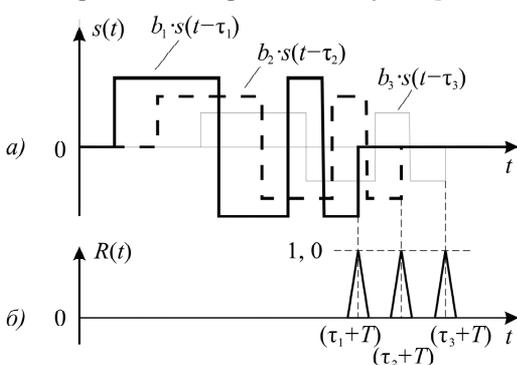


Рис. 4.13. Разделение сигналов при многолучевом разнесении

Для того, чтобы приходящие по различным траекториям сигналы наблюдались отдельно на выходе фильтра приемника, необходимо, чтобы отклики фильтра на каждую из смещенных компонент были короче, чем их взаимные сдвиги во времени. Если фильтр согласован с сигналом, то его отклик представляет собой автокорреляционную функцию сигнала (см. рис. 4.7), а отношение сигнал/шум в момент пикового

значения максимально.

На рис. 4.13,а показаны три сигнала, прошедших по различным траекториям, на выходе демодулятора приемника.

Согласованный фильтр обладает свойством временного сжатия сигнала, в результате чего происходит разделение копий сигнала (разрешение во времени) (рис. 4.13,б).

Сложение сигналов происходит в специальном устройстве, которое получило название RAKE-приемника. Последний представляет собой набор корреляторов, настроенных на компоненты многолучевого сигнала (рис. 4.14).

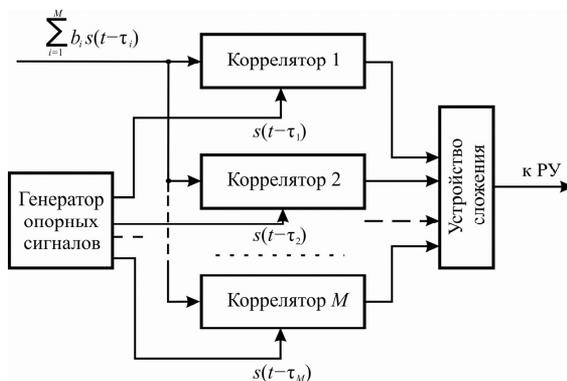


Рис. 4.14. Схема RAKE-приемника

Использование корреляторов вместо СФ объясняется тем, что их проще реализовать. Кроме того, важно получить не всю АКФ, а только одно ее максимальное значение (отсчет). В качестве опорных сигналов для корреляторов используются  $M$  сдвинутых во времени копий исходной ПСП, где  $M$  определяет число ветвей разнесения.

В приемнике на БС включают не менее четырех, а на МС три параллельно работающих коррелятора.

Если все  $\tau_i$  предсказаны точно, то каждый коррелятор формирует отсчет отклика на соответствующую компоненту входного сигнала. Выходы корреляторов сводятся к одному и тому же моменту времени и суммируются. Результат сложения поступает на вход решающего устройства (РУ).

Таким образом, явление многолучевости, которое десятилетиями считалось безусловно вредным, удалось превратить в средство для повышения надежности связи.

Принцип многолучевого разнесения был предложен Прайсом (Price R.) и Грином (Green P.) в 1958 г. и почти сорок лет не находил практического применения [17]. Аббревиатура RAKE в переводе означает «грабли», что подчеркивает процедуру собирания энергии отраженных сигналов, которые несут одинаковую информацию, как это делают обычные грабли с опавшими листьями в осеннем саду.

В настоящее время RAKE-технология нашла широкое применение в сотовых сетях с кодовым разделением сигналов. Достаточно сослаться на стандарты 2-го (cdmaOne) и 3-го (WCDMA, cdma2000) поколений, которые включают ее в качестве составной части приемника.

#### 4.6. Основные технические характеристики стандарта cdmaOne

Система cdmaOne (IS-95) рассчитана на работу в диапазоне 800 МГц. Ширина полосы частот, выделенной для одного канала, составляет 1,25 МГц.

Максимальная полоса частот, выделяемая одному оператору ССПР, равна 12,5 МГц в прямом направлении, и столько же в обратном. В этой полосе размещаются 10 дуплексных радиоканалов.

Как уже отмечалось, для систем с CDMA и, в частности, для стандарта IS-95 характерна существенная асимметрия режимов и технологий на линиях «вверх» и «вниз». Некоторые проявления этой асимметрии можно заметить в табл. 4.2.

Таблица 4.2

Основные характеристики стандарта cdmaOne (IS-95)

№	Параметр стандарта	Значение
1	Диапазон частот передачи, МГц МС БС	824,040 ... 848,860 869,040 ... 893,970
2	Полоса частот, выделенная для передачи на одной несущей, МГц	1,25
3	Дуплексный разнос частот, МГц	45
4	Число несущих в частотном диапазоне	20
5	Число каналов на одной несущей	64
6	Способ организации многостанционного доступа	МДКР
7	Тип вокодера	CELP
8	Длительность кадра, мс	20
9	Относит. нестабильность несущей частоты: МС БС	$\pm 2,5 \cdot 10^{-6}$ $\pm 5 \cdot 10^{-8}$
10	Вид модуляции несущей частоты: МС БС	OQPSK QPSK
11	Ширина спектра излучаемого сигнала, МГц: по уровню – 3 дБ по уровню – 40 дБ	1,23 1,5
12	Тактовая частота ПСП, МГц	1,2288
13	Количество каналов на одной несущей: МС: канал доступа канал обратного трафика БС: пилотный канал канал синхронизации канал персонального вызова канал прямого трафика	1 1 1 1 1 ... 7 61 ... 55
14	Скорость передачи данных в канале, бит/с: канал синхронизации канал персонального вызова и доступа канал прямого трафика	1200 4800, 9600 1200, 2400, 4800, 9600

15	Кодирование информации в каналах: МС: канал доступа и обратного трафика  БС: канал синхронизации, персонального вызова и прямого трафика	Сверточный код с длинной кодовой ограничением 9 и скоростью 1/3 Сверточный код с длинной кодовой ограничением 9 и скоростью 1/2
16	База сигнала	128
17	Отношение сигнал/шум на входе приемника, дБ	- 15
18	Требуемое отношение сигнал/шум на вх. РУ, дБ	6 ... 7
19	Макс. эффект. излучаемая мощность, Вт: МС (3, 2 и 1-го классов) БС	1,0; 2,5; 6,3 До 50
20	Точность управления мощностью передатчика, дБ	$\pm 0,5$
21	Чувствительность приемника, дБм: МС БС	- 107 - 117

Рассмотрим кратко особенности этих двух линий передачи информации в ССПР с кодовым разделением сигналов.

#### 4.6.1. Структура прямого канала (downlink)

В стандарте IS-95, так же как и в системе GSM-900, различают логические и физические каналы. Отображение логических каналов на физические в прямом направлении осуществляется с помощью ортогональных функций Уолша, которые являются элементами матрицы Адамара (Hadamard matrix) размерности  $64 \times 64$ . На рис. 4.15 приведены графики четных функций Уолша. Аналогичные графики существуют и для нечетных функций [22].

Логические каналы нисходящей линии имеют следующие назначения:

- пилотный канал (pilot channel);
- канал синхронизации (synchronization channel);
- канал персонального вызова (paging channel);
- канал прямого трафика (forward traffic channel).

Соотношение между логическими и физическими каналами показано на рис. 4.16.

В каждом канале передачи используется одна из 64 функций Уолша. При смене символа в информационной последовательности изменяется на  $180^\circ$  и фаза соответствующей функции Уолша (передача с активной паузой). Поскольку все функции Уолша попарно ортогональны и передаются синфазно, то взаимные помехи между каналами передачи одной БС отсутствуют.

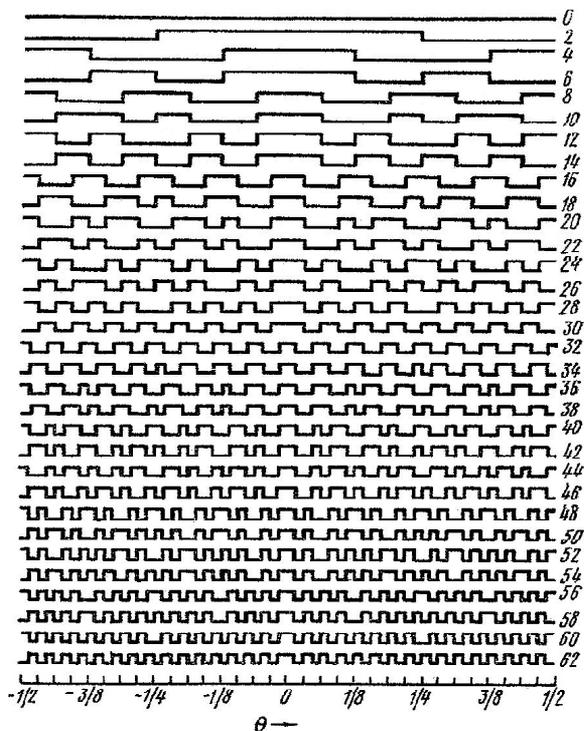


Рис. 4.15. Детерминированные ортогональные последовательности

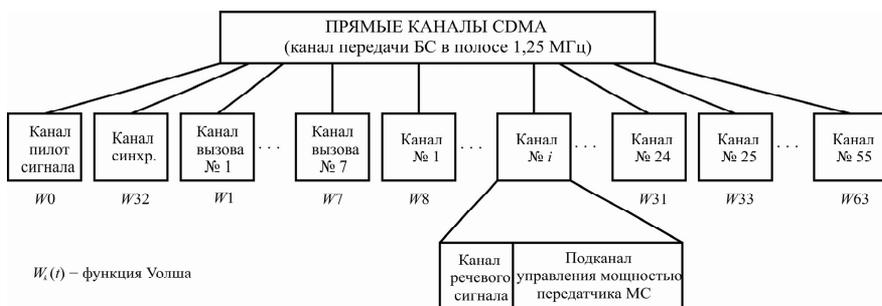


Рис. 4.16. Структура каналов передачи базовой станции

Упрощенная структурная схема передатчика БС представлена на рис. 4.17. Рассмотрим более подробно организацию каналов передачи.

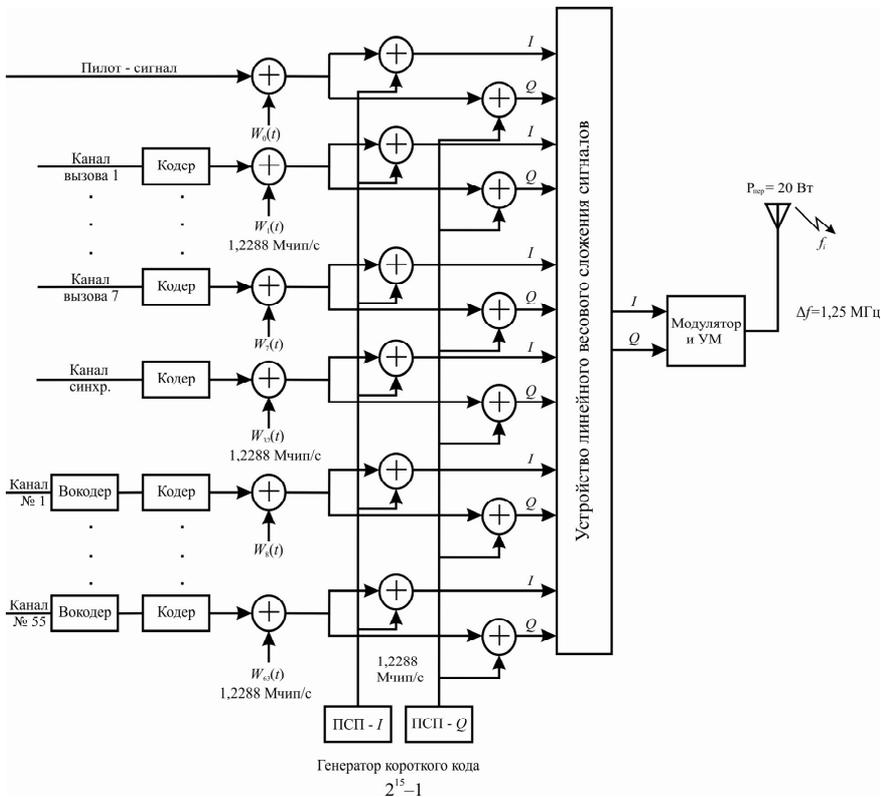


Рис. 4.17. Организация физических каналов нисходящей линии

**Пилотный канал.** Согласно рис. 4.16, пилотному каналу присвоена нулевая функция Уолша  $W_0(t)$ , т.е. константа на интервале определения (см. рис. 4.15). Информационные данные по этому каналу не передаются. Пилотный канал обеспечивает непрерывную передачу немодулированного сигнала несущей частоты, который используется в приемниках МС в качестве опорного для когерентной демодуляции в остальных 63 каналах. Кроме того, в приемнике МС производится непрерывная оценка мощности этого сигнала, на основании которой принимается решение о необходимости сменить БС, т.е. начать процедуру хэндовера.

Для прямого расширения спектра немодулированного сигнала используются две короткие  $M$ -последовательности ПСП- $I$  и ПСП- $Q$  в квадратурных плечах модулятора QPSK. Заметим, что если последовательности представлены значениями  $(0, 1)$ , то они складываются по mod 2, а если они разнополярны  $(-1, 1)$ , то перемножаются.

В приемнике МС спектр пилот-сигнала сжимается, в результате чего выделяется немодулированная несущая, подобно тому, как было показано в разд. 4.4 (см. рис. 4.12).

Как видим, фактически в пилотном канале передается только пара ПСП-*I* и ПСП-*Q*. Данная пара коротких ПСП используется во всех 64 исходящих каналах.

Последовательности ПСП-*I* и ПСП-*Q* формируются на основе короткого кода, который представляет собой псевдослучайную двоичную последовательность длиной  $2^{15} = 32768$  чипов. Эти последовательности генерируются со скоростью 1,2288 Мчип/с. Тактовая частота последовательностей Уолша также равна 1,2288 Мчип/с.

Следовательно, после вхождения в синхронизм с пилот-сигналом данная МС получает информацию о фазе принимаемой несущей, временных границах каждого чипа и временных границах каждого периода ПСП (один период длится  $2^{15}/1,2288 \cdot 10^6 = 26,66... \text{ мс}$ ).

Все базовые станции сети используют один и тот же короткий код, но с индивидуальным циклическим сдвигом относительно кода с нулевым сдвигом. Сдвиг изменяется с постоянным шагом, равным 64 чипа. Таким образом, в сети могут бесконфликтно работать  $2^{15}/64 = 512$  базовых станций. Мобильные станции безошибочно распознают, из какой именно БС поступает пилот-сигнал.

Ввиду особой важности пилотного канала, для него выделяется мощность, которая на 4 – 6 дБ превышает мощность в каналах трафика.

**Канал синхронизации.** Основное назначение канала синхронизации – привязать все мобильные станции в соте к единому системному времени, принятому в сети. Точность такой привязки составляет доли от длительности чипа  $\tau_0$ . Каналы синхронизации всех БС используют одну и ту же функцию Уолша  $W_{32}(t)$ , представляющую собой меандр (см. рис. 4.15). По каналу синхронизации каждая МС получает информацию о границах кадров в канале трафика (каждый кадр длится 20 мс). Кроме того, по каналу синхронизации МС получает различные служебные сообщения, необходимые для нормальной работы системы: значение циклического сдвига короткой ПСП данной БС; значение мощности сигнала в пилотном канале; параметры длинной ПСП; скорость передачи данных в канале персонального вызова [12, 21].

Скорость передачи данных в канале синхронизации составляет 1200 бит/с. После нескольких ступеней кодирования тактовая частота возрастает до 4800 сим/с. Как видим, каждому символу потока можно сопоставить  $1,2288 \cdot 10^6 / 4,8 \cdot 10^3 = 256$  чипов, что составляет четыре периода последовательности Уолша ( $256 = 64 \times 4$ ). Иными словами, каждый символ потока заменяется четырьмя периодами прямой или инвертированной функции Уолша  $W_{32}(t)$ . Очевидно, что на выходе канала тактовая частота также будет равна 1,2288 Мчип/с.

**Каналы персонального вызова.** По завершении процедуры начальной синхронизации МС настраивается на канал персонального вызова. В стандарте cdmaOne предусмотрено до семи каналов вызова, которым соответствуют функции Уолша  $W_1 \dots W_7$ . После настройки МС получает доступ к системной информации и может принимать команды управления от БС. Если команды управления с БС не поступают, то МС переходит в режим ожидания, продолжая поддерживать готовность к установлению соединения.

Скорость передачи информации в канале персонального вызова составляет 9600, 4800 или 2400 бит/с. По каналу вызова для МС передается большой объем разнообразной информации. Содержание сообщений меняется с течением времени в зависимости от изменения положения МС в сети. Закономерность размещения многих логических каналов в одном физическом довольно сложная [21]. Достаточно сказать, что все сообщения разделены на четыре типа. Во временной области канал вызова поделен на временные интервалы (слоты) длительностью 80 мс. Каждый слот состоит из четырех кадров. Группа из 2048 слотов образует максимальный цикл повторения слотов.

В канале персонального вызова обычно используют режим временного разделения (time division multiplexing – TDM), когда сообщения, адресованные той или иной МС, передают в заранее известных слотах. Положение выделенного ей слота МС узнает при регистрации на БС. Работа в TDM-формате позволяет МС сканировать только нужные слоты, отключаясь в перерывах между ними. Такой режим обеспечивает существенную экономию энергии источников питания, когда МС находятся в состоянии ожидания.

**Канал прямого трафика.** Для передачи речи по каналам прямого трафика используется вокодер с линейным предсказанием и кодовым возбуждением (Code Excited Linear Prediction – CELP) с переменной скоростью преобразования 8, 4, 2 и 1 кбит/с в зависимости от параметров речи абонента. После добавления дополнительных корректирующих двоичных символов скорость передачи становится 9,6; 4,8; 2,4 и 1,2 кбит/с. Оцифрованная речь поступает в канал трафика кадрами по 20 мс. При этом скорость передачи кодированной речевой информации в течение кадра постоянна. Дальнейшие преобразования цифрового потока представлены на рис. 4.18.

Сверточный кодер с длиной кодового ограничения 9 и скоростью 1/2 удваивает скорость потока: 19,2; 9,6; 4,8 или 2,4 кбит/с на выходе соответственно. Для выравнивания скоростей используется метод посимвольного повторения. Это означает, что при скорости 19,2 кбит/с группа символов проходит без повторения, а при других скоростях символы повторяются по 2, 4 и 8 раз соответственно. Таким образом, скорость потока на выходе кодера всегда постоянна и равна 19,2 кбит/с.

Чем больше кратность повторения символов, тем меньшую мощность используют для их передачи. Это позволяет снизить уровень внутрисистемных помех и увеличить пропускную способность сети.

Далее информационный поток подвергается процедуре блокового перемежения на длительности кадра в 20 мс. Эта процедура позволяет пакеты ошибок превратить в одиночные ошибки (см. разд. 2.7).

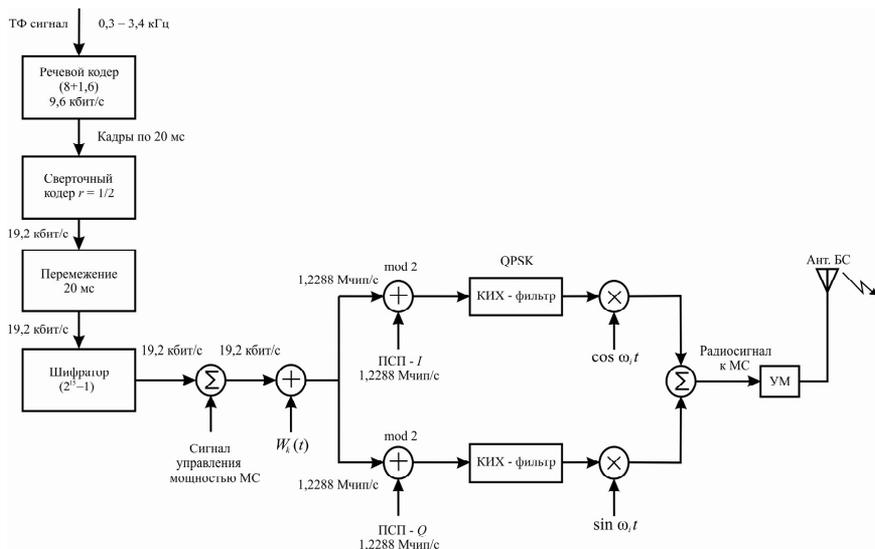


Рис. 4.18. Функциональная схема формирования сигнала в прямом канале трафика

В шифраторе поток скремблируется. Для этой цели используется длинный код на основе  $M$ -последовательности длиной  $2^{42} - 1$ . Тактовая частота при генерировании длинного кода составляет 1,2288 Мчип/с, но устройство децимации понижает ее до 19,2 кбит/с, оставляя каждый 64-й символ в ПСП. Модифицированная ПСП с выхода дециматора поступает на один вход скремблера. На другой его вход со скоростью 19,2 кбит/с поступает информация с выхода блокового перемежителя. Скремблер производит операцию «сложение по mod 2» над двумя потоками, следствием чего является рандомизированный поток со скоростью 19,2 кбит/с. Следует отметить, что скремблирование информации длинным кодом является дополнительным криптографическим средством, обеспечивающим высокую степень конфиденциальности передаваемых сообщений.

Скремблированные данные мультиплексируют (объединяют) с командой регулировки мощности передатчика МС (power control bits) путем псевдослучайной замены информационных символов служебными в результате чего скорость потока не меняется.

Мультиплексированный цифровой поток манипулирует каналную поднесущую, в качестве которой используется одна из функций Уолша

$W_8 \dots W_{31}$  и  $W_{33} \dots W_{63}$  с чиповой скоростью 1,2288 Мчип/с. Отметим, что номер последовательности Уолша всегда однозначно определяет номер канала прямого трафика (см. рис. 4.16). В результате каждому символу цифрового потока сопоставляется один период соответствующей функции Уолша, вследствие чего осуществляется прямое расширение спектра информационного сообщения.

На заключительном этапе двоичный поток разделяется между квадратурными каналами. В каждом канале потоки складываются по модулю два с ПСП- $I$  и ПСП- $Q$  компонентами (In-phase and Quadrature components) короткой ПСП (см. рис. 4.18). Результирующий двоичный поток в каждом из квадратурных каналов проходит через цифровой фильтр (КИХ-фильтр), что позволяет ограничить полосу частот излучаемого сигнала. Частота среза фильтра около 615 кГц. Полученные сглаженные последовательности импульсов (их называют *аналоговыми сигналами*) поступают на соответствующие входы перемножителей (модуляторов), на выходах которых получаются два ФМ-2 сигнала. Ширина спектра каждого радиосигнала равна  $2 \times 0,615 = 1,23$  МГц. В результате объединения квадратурных каналов на выходе передатчика образуется сигнал с квадратурной фазовой модуляцией (QPSK) (см. разд. 3.4). Этот сигнал подается на усилитель мощности (УМ) и далее в антенну БС [24].

#### 4.6.2. Структура обратного канала (uplink)

Все передатчики МС в соте (линия «вверх») работают на одной и той же несущей частоте, которая отличается на 45 МГц от частоты передатчика БС (линия «вниз») (см. табл. 4.2).

В обратном канале используется асинхронный вариант кодового разделения сигналов (см. разд. 4.1). Поскольку все МС в соте работают асинхронно, то отпадает необходимость в пилотном канале и канале синхронизации. Следовательно, остаются лишь два типа логических каналов на линии «вверх»:

- канал доступа (access channel);
- канал обратного трафика (reverse traffic channel).

Асинхронный режим делает нецелесообразным использование функций Уолша в качестве каналообразующих адресных последовательностей. Дело в том, что при относительных временных сдвигах эти функции не сохраняют ортогональность и имеют довольно посредственные взаимные корреляционные свойства. Поэтому на линии «вверх» в качестве адресных функций для МС используют длинную ПСП с различными циклическими сдвигами. Функции Уолша также используются в обратном канале, но не в качестве адреса МС, а для блокового кодирования данных, передаваемых в обратном канале.

**Канал доступа.** Канал доступа служит для соединения мобильной станции с БС на том отрезке времени, когда МС еще не настроилась на назначенный ей канал обратного трафика. Канал доступа используется для регистрации МС в сети, передачи на БС запроса на установление соединения, ответа на команды, поступающие от БС по каналу вызова и др. Скорость передачи данных по каналу доступа фиксирована и составляет 4,8 кбит/с. Информация передается кадрами по 20 мс.

Каналы доступа ассоциированы с каналами персонального вызова на нисходящей линии, поэтому МС и БС могут обмениваться служебной информацией в процессе установления соединения. Более подробное описание алгоритмов обмена сообщениями между БС и МС для входящих и исходящих соединений можно найти в [4, 5, 21].

**Канал обратного трафика.** По каналу обратного трафика передается речевая информация абонента, а также служебные сообщения от МС к БС, когда МС уже занимает выделенный ей физический канал. Структура канала обратного трафика и преобразования сигналов аналогичны применяемым в канале доступа с некоторыми отличиями. Функциональная схема обратного канала трафика показана на рис. 4.19.

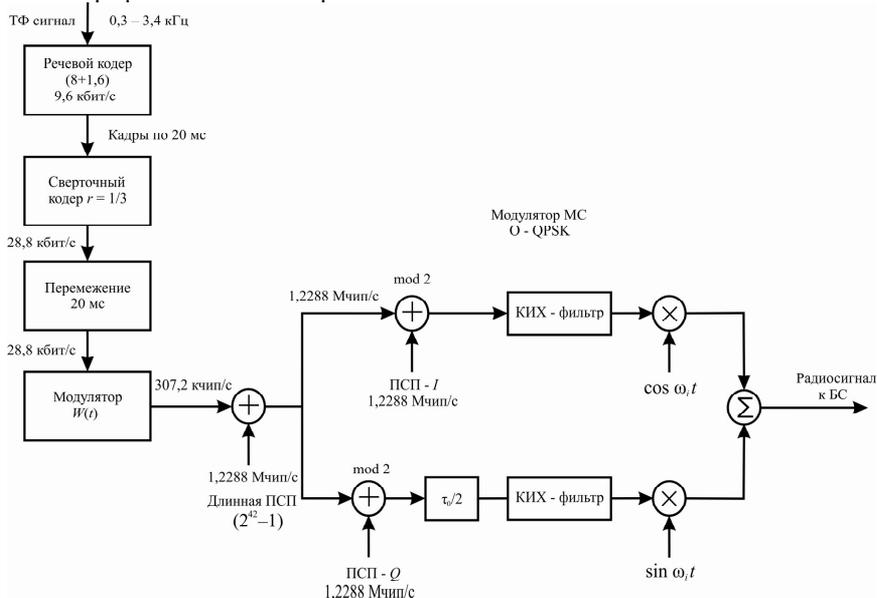


Рис. 4.19. Структурная схема передающего тракта МС

Вокодер типа CELP преобразует речь абонента в цифровой поток со скоростью 9,6; 4,8; 2,4 или 1,2 кбит/с. Затем информация поступает на сверточный кодер с длиной ограничения 9 и скоростью 1/3, который утраивает

скорость потока данных, что дает 28,8; 14,4; 7,2 или 3,6 кбит/с. Далее, как и в прямом канале, с помощью устройства повторения скорости потока выравнивают и доводят до величины 28,8 кбит/с:

$$1 \times 28,8 = 28,8 \text{ ксим/с};$$

$$2 \times 14,4 = 28,8 \text{ ксим/с};$$

$$4 \times 7,2 = 28,8 \text{ ксим/с};$$

$$8 \times 3,6 = 28,8 \text{ ксим/с}.$$

В блоке перемежения в кадре длительностью 20 мс выполняются те же операции, что и в прямом канале (см. разд. 4.6.1). Скорость потока при этом не меняется.

После перемежения цифровой поток поступает на блочный кодер (кодер Рида-Соломона I рода). Здесь поток разделяется на пакеты, состоящие из 6 двоичных символов, например, (010110). Каждый пакет представляет собой число от 0 до 63 в двоичной системе счисления, поэтому ему можно однозначно сопоставить одну из 64 ортогональных функций Уолша:

$$000\ 000_2 = 00_{10} \rightarrow W_0;$$

$$000\ 001_2 = 01_{10} \rightarrow W_1;$$

$$\dots\dots\dots$$

$$010\ 110_2 = 22_{10} \rightarrow W_{22};$$

$$\dots\dots\dots$$

$$111\ 111_2 = 63_{10} \rightarrow W_{63}.$$

Во многих источниках подобное кодирование называют ортогональной модуляцией или Уолш-модуляцией [21, 24]. Таким образом, каждые 6 двоичных символов заменяются 64 чипами одной из функций Уолша. В результате ортогональной модуляции скорость потока возрастает до  $28,8 \times 64/6 = 307,2$  кчип/с. Как видим, в обратном канале связи функции Уолша используются не для расширения спектра и не для формирования адреса, как это делалось в прямом канале, а для повышения помехоустойчивости. Энергетический выигрыш при этом стремится к 4,8 дБ. Таким образом, каждый абонентский терминал использует весь набор функций Уолша [5]. На следующем этапе поток данных подвергается прямому расширению спектра с помощью длинной ПСП с определенным циклическим сдвигом, который является адресом МС и позволяет осуществлять кодовое разделение абонентов. Этот циклический сдвиг длинной ПСП определяется маской генератора (регистра) длиной 42 бита, которая конструируется из идентификатора БС, номеров канала вызова и доступа [21]. Расширение спектра происходит в результате суммирования по модулю 2 длинной ПСП со скоростью 1,2288 Мчип/с и информационного потока со скоростью 307,2 кчип/с.

Далее цифровой сигнал поступает в квадратурные каналы 4-позиционного фазового модулятора. В отличие от прямого канала здесь в квадратурной ветви последовательность задерживается на половину длительности чипа  $\tau_0/2$ . Таким образом, реализуется квадратурная ФМ со сдви-

гом (Offset QPSK). Это дает возможность избежать скачков фазы на  $180^\circ$ , которые приводят к провалам огибающей радиосигнала (см. разд. 3.4).

В многоканальном приемном тракте БС сигналы трафика от мобильных станций проходят все этапы обработки в обратном порядке: демодуляция, дескремблирование, Уолш-демодуляция, деперемежение и т.д. Рассмотрим в упрощенном виде принцип обработки сигналов в одном канале приемника БС (рис. 4.20).

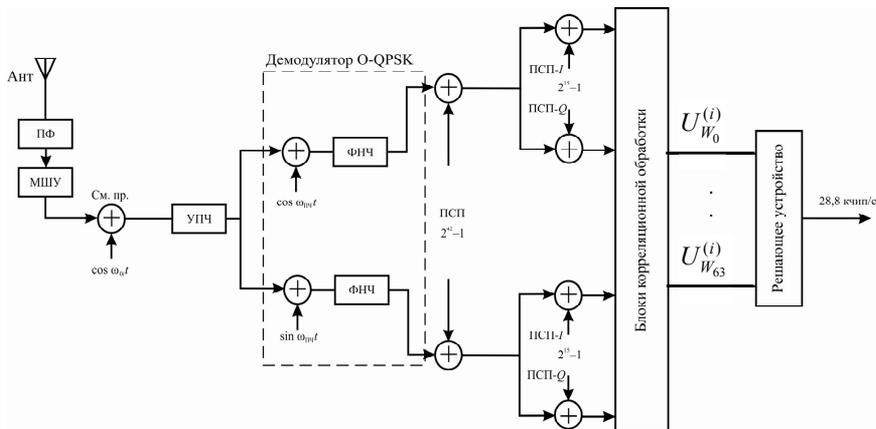


Рис. 4.20. Структурная схема канала корреляционной обработки в приемнике БС

Преобразователь частоты ( $См_{пр}$ ) переносит спектр радиосигнала с несущей на промежуточную частоту, которая в ряде случаев выбирается равной  $f_{ПЧ} = 70$  МГц. После усилителя промежуточной частоты (УПЧ) O-QPSK сигнал поступает на балансный демодулятор. Выходные цифровые потоки суммируются по модулю 2 сначала с длиной  $(2^{42} - 1)$ , а затем с короткой  $(2^{15} - 1)$  ПСП. Напомним, что опорные псевдослучайные последовательности подаются на сумматоры с необходимыми циклическими сдвигами и временными задержками. Продукты суммирования поступают на блоки корреляторов. Каждый из четырех блоков состоит из 64 параллельно работающих корреляторов. В качестве опорных сигналов в корреляторах используются функции Уолша  $W_0 - W_{63}$ . Вся эта система обработки сигналов представляет собой Уолш-демодулятор. Здесь выполняется операция, которая называется «прием в целом»: принимаемый зашумленный пакет (вектор) из 64 чипов сравнивается в блоках обработки с каждой из 64 функций Уолша. Та функция, которая оказалось максимально близкой (максимальная статистика) к принимаемому вектору, считается переданной мобильной станцией. Поскольку каждой функции Уолша соответствует некоторый набор из 6 информационных битов, то говорят, что реализуется прием не по отдельным битам, а пакетами по

6 битов, другими словами «в целом». Используемая структура дает возможность также легко реализовать RAKE-приемник.

Все это вместе взятое позволяет при воздействии замираний минимизировать вероятность ошибки и обеспечить качественную связь в условиях некогерентного приема. Стандарт cdmaOne позволяет организовать до 62 каналов обратного трафика, приходящихся на 1 канал персонального вызова [8, 21].

#### **4.7. Расчет числа пользователей в ССПР с кодовым разделением каналов**

Количество каналов трафика в прямом направлении определяется ансамблем ортогональных функций Уолша. Если этот ансамбль насчитывает 64 ортогональных вектора, то за вычетом пилотного канала и каналов вызова на долю каналов трафика приходится 55 функций (см. рис. 4.16). Таким образом, в прямом направлении можно организовать 55 каналов связи с мобильными станциями в соте. Взаимные помехи отсутствуют, поскольку реализован синхронный режим работы.

Иначе обстоит дело в обратных каналах, где принят асинхронный принцип передачи сигналов, который сопровождается взаимными помехами, что ограничивает пропускную способность сети. Отсюда следует, что именно восходящий участок радиointерфейса определяет число активных абонентов, одновременно работающих в соте с заданным качеством обслуживания.

Заметим, что системные помехи приему БС в технологии МДКР создают передатчики сторонних МС в «своей» соте, а также в прилегающих сотах, поскольку все эти передатчики работают на одной частоте. Для сравнения укажем, что в ССПР с МДЧР и МДВР помеховый фон создается передатчиками МС, находящимися не в «своей» соте, а в ячейках соседних кластеров, т.е. достаточно удаленных от центральной БС (см. разд. 9.1). Для нормальной работы обратной линии необходимо устранить так называемый эффект «близкий-далекий». Сущность его состоит в том, что мощность сигналов близкорасположенных к БС мобильных станций на 30-40 дБ превышает мощность сигналов удаленных станций, что полностью маскирует работу последних. Для периферийных МС качество связи снижается особенно сильно в часы наибольшей нагрузки. Это приводит к эффекту изменения размеров зоны обслуживания с заданным качеством, известному под названием «дыхание» соты (cell breathing) [24]. Для максимизации абонентской емкости системы необходимо обеспечить на входе приемника БС равенство уровней сигналов от всех БС, находящихся в соте.

Выравнивание уровней сигналов активных МС на входе приемника БС реализует схема с замкнутой петлей регулирования [18, 21]. Точность управления мощностью составляет 0,5 дБ (см. табл. 4.2). Базовая станция измеряет  $(E_b/N_0)$  16 раз в каждом кадре, т.е. через 1,25 мс и по прямому каналу посылает команду для изменения мощности МС [5]. Регулировка столь

оперативна, что существенно сглаживает даже быстрые (рэлеевские) замирания сигнала.

Допустим, что в соте в данный момент работают передатчики  $M$  активных абонентов. Из  $M$  сигналов, поступающих на вход соответствующего канала приемника БС, один является переносчиком информации  $k$ -го абонента, а остальные  $M - 1$  относятся к сторонним абонентам, образующим в данном канале суммарную системную помеху.

При идеальной работе системы регулирования мощности передатчиков МС уровни всех сигналов на входе приемника БС одинаковы, т.е.  $P_{\text{пр}1} = P_{\text{пр}2} = \dots = P_{\text{пр}k} = \dots = P_{\text{пр}M}$ . Тогда отношение сигнал/помеха на входе приемника БС можно записать в следующем виде:

$$\left(\frac{с}{п}\right)_{\text{вх}} = \frac{P_{\text{пр}k}}{P_{\text{ш пр}} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^M P_{\text{пр}i}}, \quad (4.39)$$

где  $P_{\text{ш пр}}$  – мощность собственных шумов приемника.

Практика показывает, что обычно  $P_{\text{ш пр}} \ll P_{\text{пр}i}$ , и тепловыми шумами можно пренебречь. Тогда (4.39) можно переписать в виде

$$\left(\frac{с}{п}\right)_{\text{вх}} = \frac{P_{\text{пр}k}}{(M-1)P_{\text{пр}i}} = \frac{1}{M-1}. \quad (4.40)$$

Если предположить, что десять мобильных передатчиков осуществляют передачу одновременно ( $M = 10$ ), то на входе приемника базовой станции будут присутствовать 10 перекрывающихся во времени и по частоте сигналов. Если мощность всех принимаемых сигналов считать равной  $P_{\text{пр}}$ , причем один из них – полезный, а остальные девять создают внутрисистемную помеху, то согласно (4.40) отношение сигнал/помеха составит 1/9 или  $(с/п)_{\text{вх}} = -9,54$  дБ [26]. В результате корреляционной обработки (сжатия спектра) это отрицательное значение отношения сигнал/помеха преобразуется в положительное на входе РУ (в узкой полосе).

Физический механизм повышения отношения сигнал/помеха основывается на том, что для  $k$ -го сигнала в корреляторе используется соответствующий ему опорный сигнал, и спектр полезного сигнала сжимается. В результате операции сжатия энергия полезного сигнала оказывается сосредоточенной в полосе частот исходного цифрового сигнала. Для всех остальных сигналов используемая в корреляторе ПСП не является опорным сигналом, поэтому после обработки в корреляторе их спектры остаются широкополосными, а доля энергии в основной полосе незначительной. Степень расширения (сжатия) спектра зависит от *базы сигнала*, которая определяется следующим образом [6]:

$$B = FT,$$

где  $F$  – ширина спектра цифрового сигнала на входе модулятора передатчика;  $T$  – длительность символа информационной последовательности.

Например, для стандарта cdmaOne  $F = 1,2288$  МГц и  $T = 1/9,6$  мс, поэтому  $B = FT = 1,2288 \cdot 10^6 / 9,6 \cdot 10^3 = 128$ . База является одной из важнейших характеристик сигнала с расширенным спектром, она определяет *выигрыш при корреляционной обработке* [26] или просто *выигрыш обработки* (processing gain). Другими словами,

$$\left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{вых}} = B \left(\frac{c}{\Pi}\right)_{\text{вх}}. \quad (4.42)$$

Значение  $(c/\Pi)_{\text{вых}}$  относится к узкополосной части приемника и обычно записывается эквивалентным выражением  $E_b/N_0$ , где  $E_b$  – энергия, затраченная на передачу одного бита;  $N_0$  – спектральная плотность внутрисистемных помех.

Таким образом, выражение (4.42) с учетом (4.40) можно переписать как

$$\frac{E_b}{N_0} = B \frac{1}{M-1}. \quad (4.43)$$

Из (4.43) легко найти допустимое количество активных абонентов в соте, при котором еще выполняются заданные качественные показатели

$$M = \frac{B}{E_b/N_0} + 1. \quad (4.44)$$

Следовательно, максимальное число одновременно работающих МС зависит от базы сигнала  $B$  и допустимой величины отношения  $E_b/N_0$ .

**Пример 4.1.** Определить максимальное число активных абонентов в соте ССПР стандарта cdmaOne.

*Решение.* В табл. 4.2 находим, что  $E_b/N_0 = 6$  дБ или 4 раза. Тогда по формуле (4.44) получаем

$$M = \frac{B}{E_b/N_0} + 1 = \frac{128}{4} + 1 = 33 \text{ абон.}$$

Таким образом, если в прямом канале можно организовать работу с 55 абонентами, то в обратном направлении могут работать только 33 абонента. Технические характеристики стандарта cdmaOne допускают возможность подключения 55 мобильных станций к БС, однако качество обслуживания абонентов будет при этом невысоким. Следовательно, уровень взаимных помех непосредственно определяет абонентскую емкость ССПР при МДКР.

В связи с этим необходимо остановиться на интересной особенности систем с асинхронным кодовым разделением, получившей название «мягкой блокировки». Известно, что в системах с МДЧР и МДВР число физических каналов в соте жестко фиксировано. Когда все каналы трафика заняты пользователями, происходит отказ в обслуживании, т.е. блокировка вызова. Веро-

ятность блокировки, равная 2%, обычно считается допустимой, и исходя из нее рассчитывается номинальное число каналов.

Иная картина характерна для сетей МДКР. Если число активных абонентов уже равно максимальному, определяемому выражением (4.44), то вновь поступающие заявки можно удовлетворить, предоставляя абонентам в обратном канале длинные и короткие ПСП с широким набором циклических сдвигов. Это приведет к некоторому уменьшению отношения сигнал/помеха и снижению качества обслуживания всех активных пользователей. Таким образом, вместо прямого отказа происходит «мягкая блокировка».

Отметим еще одно явление, характерное для систем с расширенным спектром [11, 21].

В технологии МДКР реализуется так называемая «мягкая передача обслуживания» (soft handover). Когда подвижная станция приближается к границе соты и сигналы от двух базовых станций – рабочей ячейки и одной из смежных – становятся соизмеримыми по уровню (это фиксирует подвижная станция и сообщает на БС рабочей ячейки), то по команде с ЦКСС через БС смежной ячейки организуется второй канал связи с той же подвижной станцией. При этом первый канал в «старой» ячейке продолжает работать, т.е. МС принимает сигналы одновременно от двух БС, используя технические возможности РАКЕ-приемника – возможности приема двух «копий» одного и того же сигнала, смещенных между собой во времени.

Так продолжается до тех пор, пока МС не удалится от границы ячеек вглубь «новой» соты, т.е. пока сигнал от «новой» БС не станет существенно сильнее сигнала от «старой» БС. После этого канал связи через «старую» БС закрывается, и процесс передачи обслуживания завершается. «Мягкая передача обслуживания», безусловно, повышает качество обслуживания абонентов, однако ее реализация сопряжена с дополнительными затратами ресурсов, поскольку в процессе передачи МС занимает не один канал, а два – по одному каналу в двух сотах.

В заключение следует подчеркнуть, что технология с кодовым разделением является гибким и эффективным средством реализации многостанционного доступа, а сотовая топология сети предоставляет широкие возможности для убедительной демонстрации достоинств метода МДКР.

## ГЛАВА 5

### ГЕОМЕТРИЯ СОТОВЫХ СТРУКТУР

#### 5.1. Косоугольная система координат

При проектировании сотовой сети вся территория обслуживания разделяется на примыкающие друг к другу ячейки шестиугольной формы. Совокупность всех таких ячеек образует периодическую структуру, называемую *плоской регулярной гексагональной решеткой*. Подобное упорядочение территории позволяет решать многие технические и организационные вопросы разворачиваемой сети связи с подвижными объектами. Например, появляется возможность выбирать пункты расположения базовых станций на местности, распределять выделенные рабочие частоты между ячейками сети и т.д.

Использование шестиугольных ячеек естественным образом приводит к необходимости перехода от прямоугольной системы координат к косоугольной (аффинной). В такой системе координат угол между осями равен  $\alpha = 60^\circ$ . Этот переход позволяет наиболее полно раскрыть свойства принятой сотовой структуры и упростить вычисления.

Начало косоугольной системы координат принято совмещать с центром одной из ячеек, которую называют *центральной* (рис. 5.1).

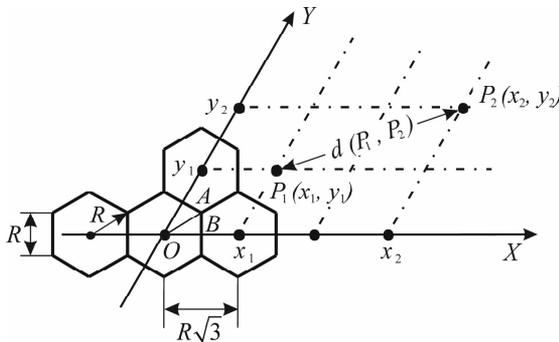


Рис. 5.1. Совмещение сотовой структуры с косоугольной системой координат

В качестве единицы измерения длины удобно выбрать расстояние между центрами соседних ячеек. Его легко определить. В самом деле, поскольку  $OA=R$  и  $AB=0,5R$ , то из  $\triangle OAB$  находим, что  $OB = R\sqrt{3}/2$ , где  $R$  – радиус соты. Тогда расстояние между центрами равно  $H = R\sqrt{3}$ .

Для расчета энергетического потенциала линии связи необходимо уметь вычислять расстояние между передатчиком и приемником, когда известны их координаты. Можно показать, что в косоугольной системе коор-

динат расстояние между двумя точками  $P_1(x_1, y_1)$  и  $P_2(x_2, y_2)$  определяется по формуле

$$d(P_1, P_2) = \sqrt{(x_1 - x_2)^2 + 2\cos\alpha \cdot (x_1 - x_2)(y_1 - y_2) + (y_1 - y_2)^2},$$

где  $\alpha$  – угол между осями.

Если  $\alpha = 60^\circ$ , то  $\cos\alpha = 1/2$  и тогда

$$d(P_1, P_2) = \sqrt{(x_1 - x_2)^2 + (x_1 - x_2)(y_1 - y_2) + (y_1 - y_2)^2}. \quad (5.1)$$

Если  $\alpha = 90^\circ$ , то получаем выражение, вытекающее из теоремы Пифагора.

Как отмечалось выше, расстояние между центрами соседних ячеек равно  $H = R\sqrt{3}$ . Для упрощения расчетов часто вводят так называемую *относительную или нормированную косоугольную систему координат*, где расстояние между центрами ячеек равно единице. В этом случае все расстояния в сотовой сети необходимо разделить на  $R\sqrt{3}$ . В частности, координаты МС и БС также становятся относительными. При переходе к трехмерному пространству все высоты также делят на  $R\sqrt{3}$ . Например, относительная высота мачты БС равна  $h_{\text{БСн}} = h_{\text{БС}}/R\sqrt{3}$ . Радиус соты  $R$  также нормируется и становится равным  $R_n = R/R\sqrt{3} = 1/\sqrt{3}$ .

После окончания вычислений для получения абсолютного расстояния его относительная величина умножается на  $R\sqrt{3}$ . Однако, как правило, в этом нет необходимости, если результатом расчета является, например, отношение сигнал/помеха на входе приемника БС или МС.

**Пример 5.1.** Определить расстояние между точками  $P_1(x_1, y_1)$  и  $P_2(x_2, y_2)$  (см. рис. 5.1), если их координаты в косоугольной системе координат соответственно равны  $x_1 = R\sqrt{3}$ ,  $y_1 = R\sqrt{3}$  и  $x_2 = 3R\sqrt{3}$ ,  $y_2 = 2R\sqrt{3}$ .

*Решение.* Согласно (5.1) находим

$$\begin{aligned} d(P_1, P_2) &= \sqrt{(R\sqrt{3} - 3R\sqrt{3})^2 + (R\sqrt{3} - 3R\sqrt{3})(R\sqrt{3} - 2R\sqrt{3}) + (R\sqrt{3} - 2R\sqrt{3})^2} = \\ &= \sqrt{3R^2(1-3)^2 + 3R^2(1-3)(1-2) + 3R^2(1-2)^2} = R\sqrt{3}\sqrt{4+2+1} = R\sqrt{3}\sqrt{7}. \end{aligned}$$

В нормированной системе координаты точек  $P_1(x_1, y_1)$  и  $P_2(x_2, y_2)$  соответственно равны  $x_1 = 1$ ,  $y_1 = 1$  и  $x_2 = 3$ ,  $y_2 = 2$ . Тогда относительное расстояние между точками

$$d(P_1, P_2) = \sqrt{(1-3)^2 + (1-3)(1-2) + (1-2)^2} = \sqrt{7}.$$

Для перехода к абсолютному расстоянию полученный результат необходимо умножить на  $R\sqrt{3}$ .

## 5.2. Взаимосвязь прямоугольной и косоугольной систем координат

Рассмотрим две системы координат – аффинную  $XOY$  и прямоугольную  $X'OY'$  (рис. 5.2). Горизонтальные оси обеих систем совпадают.

Точка  $M$  имеет координаты  $(x, y)$  в аффинной системе координат и  $(x', y')$  – в прямоугольной. Из  $\Delta AMB$  имеем

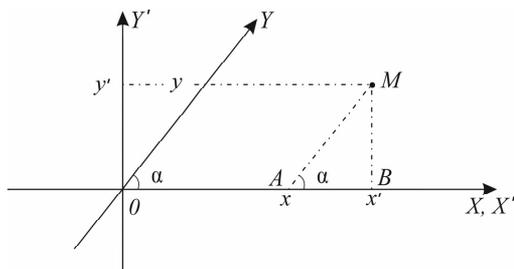


Рис. 5.2. Иллюстрация двух систем координат

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{MB}{AB} = \frac{y'}{(x' - x)}$$

или

$$x = x' - \frac{y'}{\operatorname{tg} \alpha}.$$

Из того же треугольника непосредственно получаем

$$\sin \alpha = \frac{MB}{AM} = \frac{y'}{y}, \quad y = \frac{y'}{\sin \alpha}$$

и

$$\cos \alpha = \frac{AB}{AM} = \frac{x' - x}{y}, \quad y \cos \alpha = x' - x.$$

Таким образом, можно записать первую пару соотношений

$$\begin{cases} x = x' - \frac{y'}{\operatorname{tg} \alpha}, \\ y = \frac{y'}{\sin \alpha}. \end{cases} \quad (5.2)$$

Вторая пара соотношений имеет вид

$$\begin{cases} x' = x + y \cos \alpha, \\ y' = y \sin \alpha. \end{cases} \quad (5.3)$$

Для  $\alpha = 60^\circ$  справедливы равенства  $\operatorname{tg} \alpha = \sqrt{3}$ ;  $\sin \alpha = \sqrt{3}/2$ ;  $\cos \alpha = 1/2$  и соотношения (5.2) и (5.3) между координатами точки  $M$  в прямоугольной и косоугольной системах принимают вид

$$\begin{cases} x = x' - 1/\sqrt{3} y', \\ y = 2/\sqrt{3} y'. \end{cases} \quad (5.4)$$

и

$$\begin{cases} x' = x + 1/2 y, \\ y' = \sqrt{3}/2 y. \end{cases} \quad (5.5)$$

При построении сотовых структур в среде MATLAB удобно использовать прямоугольную систему координат, а при расчетах уровня сигнала и внутрисистемных помех – аффинную.

Для иллюстрации техники использования полученных соотношений рассмотрим конкретную сотовую структуру, состоящую из трех ячеек (рис. 5.3). Найдем координаты центров ячеек, окружающих центральную соту, в системах координат  $X'OY'$  и  $XOY$ .

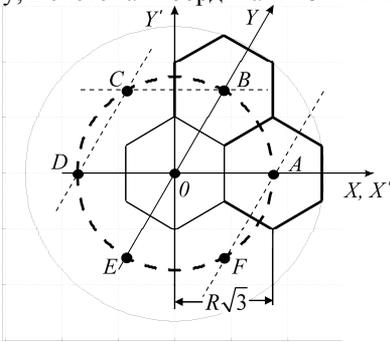


Рис. 5.3. Трехсотовая структура

решаются равенствами  $x_C = -R\sqrt{3}/2 - 3R/(2\sqrt{3}) = -R\sqrt{3}$ ;  $y_C = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{3R}{2} = R\sqrt{3}$ .

После нормировки получаем относительные координаты точки  $C$ :  $x_{Cн} = -1$ ;  $y_{Cн} = 1$ .

Результаты подобных расчетов для всех шести точек сведены в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Координаты центров ячеек в первом круге ( $K = 1$ )

№	Центр соты	Прямоугольная система координат		Косоугольная нормированная система	
		$x'$	$y'$	$x_{н}$	$y_{н}$
1	$A$	$x'_A = R\sqrt{3}$	$y'_A = 0$	$x_{Aн} = 1$	$y_{Aн} = 0$
2	$B$	$x'_B = R\sqrt{3}/2$	$y'_B = 3R/2$	$x_{Bн} = 0$	$y_{Bн} = 1$
3	$C$	$x'_C = -R\sqrt{3}/2$	$y'_C = 3R/2$	$x_{Cн} = -1$	$y_{Cн} = 1$
4	$D$	$x'_D = -R\sqrt{3}$	$y'_D = 0$	$x_{Dн} = -1$	$y_{Dн} = 0$
5	$E$	$x'_E = -R\sqrt{3}/2$	$y'_E = -3R/2$	$x_{Eн} = 0$	$y_{Eн} = -1$
6	$F$	$x'_F = R\sqrt{3}/2$	$y'_F = -3R/2$	$x_{Fн} = 1$	$y_{Fн} = -1$

### 5.3. Понятие защитного интервала в сотовых сетях

В разд. 1.1 уже отмечалась важная роль, которую играют кластеры в построении сотовой сети. Подчеркивалось, что именно это структурное образование позволяет многократно использовать одни и те же частоты для связи мобильных абонентов с базовыми станциями в зоне обслуживания.

Напомним, что *кластером* называется совокупность соседних сот, в которых используются различные частоты. Число сот, входящих в кластер, называется его размерностью. Все ячейки кластера нумеруются, и порядок этой нумерации неизменен для всех кластеров. Отметим, что не любое количество ячеек может образовать кластер. Размерность кластера определяется по формуле

$$K = i^2 + ij + j^2, \quad (5.6)$$

где  $i$  и  $j$  – целые числа.

Например, если  $i = 1$  и  $j = 1$ , то размерность кластера  $K = 3$ . Для  $i = 2$  и  $j = 0$  или  $i = 0$  и  $j = 2$  получаем  $K = 4$  (см. рис. 1.1,а).

Установим, какой смысл имеют числа  $i$  и  $j$  в топологии сотовой сети. Для этого рассчитаем расстояние между ячейками с одинаковыми номерами в соседних кластерах, где, как уже отмечалось, используются одни и те же частоты. Начало координат системы  $XOY$  совместим с центром одной из ячеек, которая становится центральной, как показано на рис. 5.4.

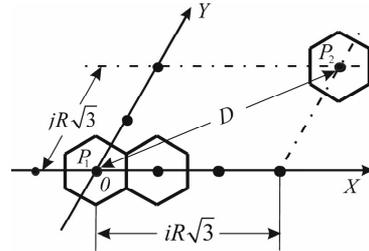


Рис. 5.4. К определению защитного интервала

Таким образом, координаты центра первой ячейки  $P_1(0,0)$ . Координаты центра второй ячейки можно записать в виде  $P_2(iR\sqrt{3}, jR\sqrt{3})$ , где  $i$  и  $j$  – целые числа, а  $R\sqrt{3}$  – цена деления по осям.

Отсюда согласно (5.1) расстояние между центрами ячеек с совпадающими частотами равно

$$D = \sqrt{(iR\sqrt{3})^2 + ij(R\sqrt{3})^2 + (jR\sqrt{3})^2} = R\sqrt{3}(i^2 + ij + j^2)^{1/2}.$$

Если числа  $i$  и  $j$  выбраны согласно (5.6), то выражение в скобках есть не что иное, как размерность кластера. Поэтому

$$D = R\sqrt{3K}. \quad (5.7)$$

Величина  $D$  получила название *защитного интервала* для сотовой сети мобильной связи.

Выражение (5.7) позволяет заключить, что чем больше размерность кластера  $K$ , тем больше величина защитного интервала и тем меньше уровень взаимных (внутрисистемных) помех, поскольку увеличивается расстояние между ячейками, где передатчики и приемники работают на одинаковых частотах.

В табл. 5.2 приведены значения защитного интервала для сотовых структур с кластерами различных размерностей.

Согласно закономерностям построения плоской регулярной гексагональной решетки каждый кластер окружен шестью примыкающими к нему такими же кластерами. Они образуют так называемый первый круг источников в внутрисистемных помех (рис. 5.5).

Таблица 5.2

Зависимость величины защитного интервала от размерности кластера

№	$i$	$j$	$K$	$D$	Примечание
1	1	0	1	$R\sqrt{3}$	CDMA IS-95
2	1	1	3	$3R$	GSM
3	2	0	4	$2R\sqrt{3}$	GSM
4	2	1	7	$\sqrt{7}R\sqrt{3}$	NMT-450
5	3	0	9	$3R\sqrt{3}$	
6	2	2	12	$6R$	
7	3	2	19	$\sqrt{19}R\sqrt{3}$	

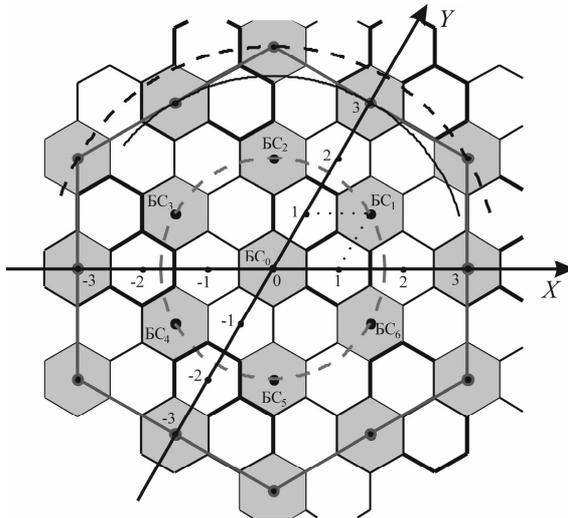


Рис. 5.5. Топология сотовой сети для  $K = 3$

Защитный интервал  $D$  определяет расстояние от центра координат до центров соответствующих ячеек в первом круге. На рис. 5.5 закрашены все ячейки, работающие на частотах приемо-передающего оборудования центральной соты.

За первым кругом расположен второй круг источников помех, состоящий из 12 кластеров, затем третий – из 18 кластеров и т.д. Отметим, что эта закономерность сохраняется при любых значениях размерности кластера  $K$ .

На рис. 5.6 представлены кластеры, образующие второй круг источников помех ( $K = 3$ ).

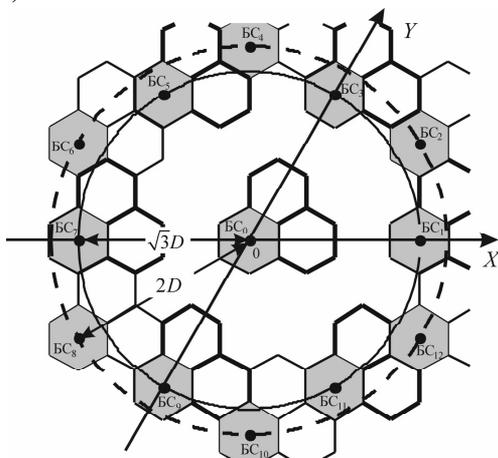


Рис. 5.6. Кластеры второго круга

На рис. 5.6 видно, что все  $BC_i$  второго круга расположены на двух окружностях соответствующих радиусов. Передатчики  $BC_i$  создают помехи приемникам МС в центральной соте и наоборот, передатчики МС создают помехи в каналах приема  $BC_i$ .

Рис. 5.7 иллюстрирует распределение в первых двух кругах сотовой сети тех ячеек, где используются одинаковые рабочие частоты передатчиков базовых и мобильных станций соответственно.

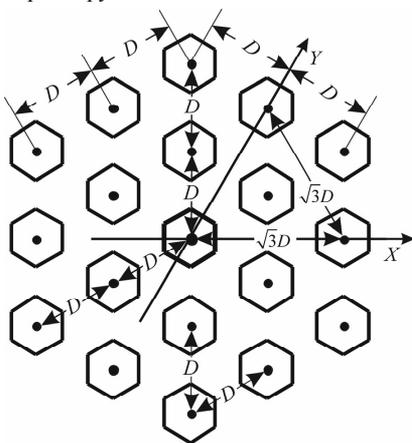


Рис. 5.7. Совокупность ячеек с совпадающими частотами

### 5.4. Уравнение прямой линии в косоугольной системе координат

Траекторию движения мобильной станции в данной соте можно представить в виде отрезка прямой линии либо соединения нескольких прямых линий. Для аналитического описания прямолинейных отрезков удобно использовать уравнение прямой, проходящей через две точки.

Рассмотрим в косоугольной системе координат  $XOY$  линию  $l$ , проходящую через точки  $M_1(x_1, y_1)$  и  $M_2(x_2, y_2)$  (рис. 5.8).

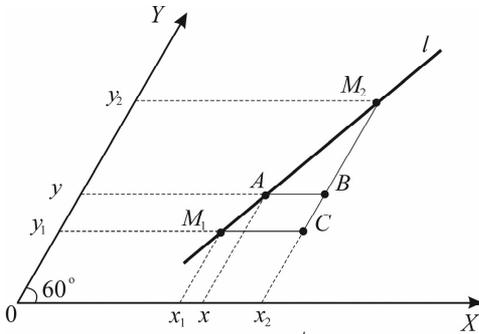


Рис. 5.8. К выводу уравнения прямой

Разделив обе части равенства на  $(x_2 - x_1)$ , можно записать

$$y_2 - y = x_2 \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} - x \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1}.$$

Введя обозначение

$$k = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1},$$

получаем уравнение прямой, проходящей через две точки

$$y = k(x - x_2) + y_2. \quad (5.8)$$

Отметим, что уравнение (5.8) по форме совпадает с аналогичным уравнением в прямоугольной системе координат.

Координаты точек  $M_1$  и  $M_2$  могут быть представлены в абсолютных или относительных единицах.

Рассмотрим технику определения уравнения прямой на конкретных примерах. На рис. 5.9

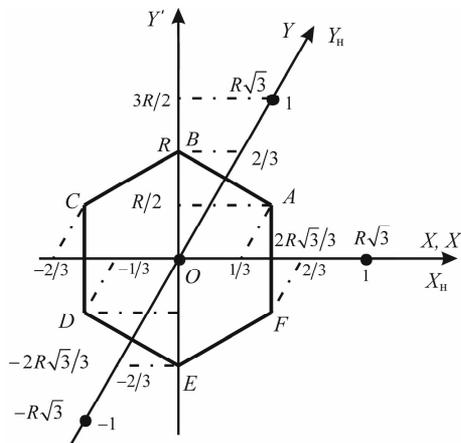


Рис. 5.9. Расположение осей трех координатных систем

представлена шестиугольная ячейка, которая является основным элементом сотовой структуры. Пространство свободного перемещения абонентов ограничено сторонами шестиугольника  $AB$ ,  $BC$  и т.д. При выходе за его пределы МС попадает под управление другой базовой станции, что требует переноса системы координат и т.д.

Непосредственно по рис. 5.9 можно определить координаты вершин ячейки  $A$ ,  $B$ , ...,  $F$  в трех координатных системах: прямоугольной, косоугольной и нормированной косоугольной.

Значения координат указанных точек приведены в табл. 5.3.

Таблица 5.3

Координаты угловых точек шестиугольника

№	Точки	Прямоугольная система координат		Косоугольная система координат		Косоугольная нормированная система	
		$x'_A$	$y'_A$	$x_A$	$y_A$	$x_{Aн}$	$y_{Aн}$
1	$A$	$x'_A = \frac{R\sqrt{3}}{2}$	$y'_A = \frac{R}{2}$	$x_A = \frac{R\sqrt{3}}{3}$	$y_A = \frac{R\sqrt{3}}{3}$	$x_{Aн} = \frac{1}{3}$	$y_{Aн} = \frac{1}{3}$
2	$B$	$x'_B = 0$	$y'_B = R$	$x_B = \frac{-R\sqrt{3}}{3}$	$y_B = \frac{2R\sqrt{3}}{3}$	$x_{Bн} = \frac{-1}{3}$	$y_{Bн} = \frac{2}{3}$
3	$C$	$x'_C = \frac{-R\sqrt{3}}{2}$	$y'_C = \frac{R}{2}$	$x_C = \frac{-2R\sqrt{3}}{3}$	$y_C = \frac{R\sqrt{3}}{3}$	$x_{Cн} = \frac{-2}{3}$	$y_{Cн} = \frac{1}{3}$
4	$D$	$x'_D = \frac{-R\sqrt{3}}{2}$	$y'_D = \frac{-R}{2}$	$x_D = \frac{-R\sqrt{3}}{3}$	$y_D = \frac{-R\sqrt{3}}{3}$	$x_{Dн} = \frac{-1}{3}$	$y_{Dн} = \frac{-1}{3}$
5	$E$	$x'_E = 0$	$y'_E = -R$	$x_E = \frac{R\sqrt{3}}{3}$	$y_E = \frac{-2R\sqrt{3}}{3}$	$x_{Eн} = \frac{1}{3}$	$y_{Eн} = \frac{-2}{3}$
6	$F$	$x'_F = \frac{R\sqrt{3}}{2}$	$y'_F = \frac{-R}{2}$	$x_F = \frac{2R\sqrt{3}}{3}$	$y_F = \frac{-R\sqrt{3}}{3}$	$x_{Fн} = \frac{2}{3}$	$y_{Fн} = \frac{-1}{3}$

Перейдем в выводу аналитических выражений для сторон шестиугольника. В прямоугольной система координаты точек  $A$  и  $B$  согласно табл. 5.3 равны  $(R\sqrt{3}/2, R/2)$  и  $(0, R)$ . Находим угловой коэффициент прямой  $AB$ :

$$k = \frac{y'_B - y'_A}{x'_B - x'_A} = \frac{R - R/2}{0 - R\sqrt{3}/2} = -1/\sqrt{3}.$$

В соответствии с (5.8) уравнение отрезка прямой  $AB$  имеет вид

$$y' = -\frac{1}{\sqrt{3}}(x' - 0) + R$$

или

$$y' = -x'/\sqrt{3} + R, \quad 0 \leq x' \leq R\sqrt{3}/2.$$

В косоугольной системе координаты точек  $A$  и  $B$  согласно табл. 5.3 равны  $(R\sqrt{3}/3, R\sqrt{3}/3)$  и  $(-R\sqrt{3}/3, 2R\sqrt{3}/3)$  соответственно. Угловой коэффициент прямой  $AB$

$$k = \frac{y_B - y_A}{x_B - x_A} = \frac{2R\sqrt{3}/3 - R\sqrt{3}/3}{-R\sqrt{3}/3 - R\sqrt{3}/3} = -1/2.$$

После этого можно непосредственно записать уравнение прямой  $AB$  в косоугольной системе координат

$$y = -\frac{1}{2}(x + R\sqrt{3}/3) + 2R\sqrt{3}/3$$

или

$$y = -x/2 + R\sqrt{3}/2, \quad -R\sqrt{3}/3 \leq x \leq R\sqrt{3}/3.$$

В нормированной косоугольной системе координаты точек  $A$  и  $B$  соответственно равны  $(1/3, 1/3)$  и  $(-1/3, 2/3)$ . Угловым коэффициентом равен  $k = -1/2$ , а уравнение отрезка прямой  $AB$  имеет вид

$$y_n = -x_n/2 + 1/2, \quad -1/3 \leq x_n \leq 1/3.$$

Уравнения других отрезков, составляющих шестиугольник, приведены в табл. 5.4.

Таблица 5.4

Уравнения сторон шестиугольника

№	Отрезок	Прямоугольная система координат	Косоугольная система координат	Косоугольная нормированная система
1	$AB$	$y' = -x'/\sqrt{3} + R$	$y = -x/2 + R\sqrt{3}/2$	$y_n = -x_n/2 + 1/2$
2	$BC$	$y' = -x'/\sqrt{3} + R$	$y = x + R\sqrt{3}$	$y_n = x_n + 1$
3	$CD$	$x' = -R\sqrt{3}/2$	$y = -2x - R\sqrt{3}$	$y_n = -2x_n - 1$
4	$DE$	$y' = -x'/\sqrt{3} - R$	$y = -x/2 - R\sqrt{3}/2$	$y_n = -x_n/2 - 1/2$
5	$EF$	$y' = -x'/\sqrt{3} - R$	$y = x - R\sqrt{3}$	$y_n = x_n - 1$
6	$FA$	$x' = R\sqrt{3}/2$	$y = -2x + R\sqrt{3}$	$y_n = -2x_n + 1$

В последующих разделах будет использоваться в основном косоугольная нормированная система координат, поэтому для упрощения записи переменных  $x_n$  и  $y_n$  индекс “н” опускается, что не должно привести к каким-либо затруднениям в понимании излагаемого материала.

### 5.5. Аналитическое описание траектории подвижного объекта в косоугольной системе координат

Исследование характера изменения помеховой обстановки при движении мобильной станции относительно БС и источников внутрисистемных помех является важным этапом проектирования и развертывания сотовой сети. Первым шагом здесь является выбор траектории движения МС.

Предположим, что МС движется от точки  $C$  к точке  $E$ , как показано на рис. 5.10.

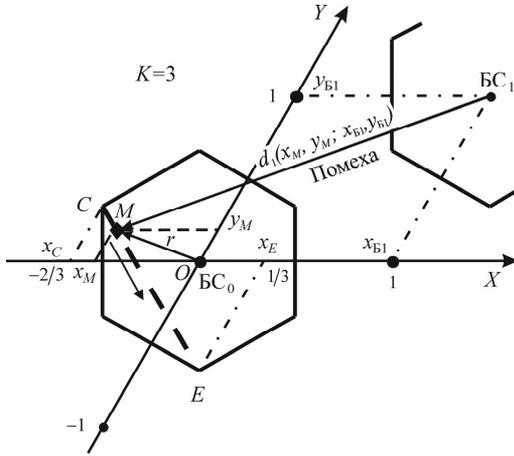


Рис. 5.10. Траектория перемещения МС в соте

Обозначим текущие координаты МС через  $x_M$  и  $y_M$ . По табл. 5.3 находим координаты конечных точек траектории  $C(-2/3, 1/3)$  и  $E(1/3, -2/3)$ .

Угловой коэффициент отрезка  $CE$

$$k = \frac{y_E - y_C}{x_E - x_C} = \frac{-2/3 - 1/3}{1/3 + 2/3} = -1.$$

Согласно (5.8) аналитическое выражение линии движения МС имеет вид

$$y_M = -1(x_M - x_E) + y_E$$

или

$$y_M = -x_M - 1/3, \quad -2/3 < x_M < 1/3. \quad (5.9)$$

Расстояние  $r$  между МС с координатами  $(x_M, y_M)$  и «своей» БС<sub>0</sub>, совмещенной с началом координат  $O(0, 0)$ , можно определить по формуле (5.1)

$$r = \sqrt{x_M^2 + x_M y_M + y_M^2}. \quad (5.10)$$

Выражение (5.10) пригодно для любой траектории движения МС. Если путь МС совпадает с линией  $CE$ , то подставляя (5.9) в (5.10), получим

$$r = \sqrt{x_M^2 + x_M/3 + 1/9}, \quad -2/3 \leq x_M \leq 1/3. \quad (5.11)$$

Максимальное расстояние между МС и БС<sub>0</sub> будет тогда, когда МС находится в точках  $C$  и  $E$ , т.е. на границе соты. Оно равно радиусу соты, что в относительных единицах составляет  $r = 1/\sqrt{3}$  (см. разд. 5.1).

Как отмечалось в разд. 5.3, в кластерах первого круга расположены базовые станции БС<sub>*i*</sub>, передатчики которых используют ту же рабочую частоту,

что и БС<sub>0</sub>. Расстояние между БС<sub>*i*</sub>, создающей помехи, и приемником МС (см. разд. 5.1) можно определить по формуле (5.1)

$$d_i(x_M, y_M; x_{Bi}, y_{Bi}) = \sqrt{(x_M - x_{Bi})^2 + (x_M - x_{Bi})(y_M - y_{Bi}) + (y_M - y_{Bi})^2} = \\ = \sqrt{K + r^2 - x_M(2x_{Bi} + y_{Bi}) - y_M(x_{Bi} + 2y_{Bi})}, \quad i = 1, 2, \dots, 6. \quad (5.12)$$

Здесь  $x_{Bi}, y_{Bi}$  - координаты источников помех из первого круга, значения которых приведены в табл. 5.5

Таблица 5.5

Координаты БС, создающих помехи на совпадающих частотах

Базовая станция	Размерность кластера							
	$K = 1$		$K = 3$		$K = 4$		$K = 7$	
	$x_{Bi}$	$y_{Bi}$	$x_{Bi}$	$y_{Bi}$	$x_{Bi}$	$y_{Bi}$	$x_{Bi}$	$y_{Bi}$
БС <sub>1</sub>	1	0	1	1	2	0	2	1
БС <sub>2</sub>	0	1	-1	2	0	2	-1	3
БС <sub>3</sub>	-1	1	-2	1	-2	2	-3	2
БС <sub>4</sub>	-1	0	-1	-1	-2	0	-2	-1
БС <sub>5</sub>	0	-1	1	-2	0	-2	1	-3
БС <sub>6</sub>	1	-1	2	-1	2	-2	3	-2

Легко проверить, что координаты базовых станций в табл. 5.5 связаны с размерностью кластера  $K$  соотношением:

$$K = x_{Bi}^2 + x_{Bi} \cdot y_{Bi} + y_{Bi}^2, \quad i = 1, 2, \dots, 6,$$

что раскрывает смысл чисел  $i$  и  $j$  в выражении (5.6).

Подробнее эти вопросы будут обсуждаться в гл. 9.

## 5.6. Построение фрагментов плоской регулярной гексагональной решетки

В предыдущих разделах данной главы для иллюстрации излагаемого материала широко использовались графические представления кластеров и других сотовых структур различных конфигураций. Для построения этих графических объектов были задействованы соответствующие ресурсы вычислительной среды MATLAB. Рассмотрим особенности создания  $M$ -файлов для графического воплощения разнообразных сотовых структур.

Известно [1], что  $M$ -файлы в среде MATLAB бывают двух типов: *файлы-программы* (Script  $M$ -Files), содержащие последовательность команд, и *файл-функции* (Function  $M$ -Files), в которых описываются функции, создаваемые самим пользователем.

Запишем файл-функцию с тремя входными аргументами. **Листинг 5.1** содержит файл-функцию, которая строит шестиугольную соту радиуса  $R$  с координатами центра  $x_0, y_0$ .

## Листинг 5.1. Файл-функция hexagon для построения соты

```
function hexagon(x0,y0,R)
% Функция hexagon строит шестиугольник радиуса R
% в любом месте на плоскости с центром в
% точке (x0,y0), отмеченной маркером
%
% =====
% Координаты вершин шестиугольника.
    x1=x0+R*sqrt(3)/2;    y1=y0+R/2;          % Точка А.
    x2=x0;                y2=y0+R;          % Точка В.
    x3=x0-R*sqrt(3)/2;   y3=y0+R/2;        % Точка С.
    x4=x0-R*sqrt(3)/2;   y4=y0-R/2;        % Точка D.
    x5=x0;                y5=y0-R;         % Точка Е.
    x6=x0+R*sqrt(3)/2;   y6=y0-R/2;        % Точка F.
% *****
set(gcf,'Position',[50 50 600 500]);
set(gca,'Position',[.1,.1,.8,.8]);
set(gca,'XTickLabel',[-2,-1.5,-1,-0.5,0,0.5,1,1.5,2])
set(gca,'YTickLabel',[-2,-1.5,-1,-0.5,0,0.5,1,1.5,2])
axis([-2 2 -2 2]);
grid on
hold on
% Построение шестиугольника
plot([x1,x2],[y1,y2],'k-','LineWidth',3)
plot([x2,x3],[y2,y3],'k-','LineWidth',3)
plot([x3,x4],[y3,y4],'k-','LineWidth',3)
plot([x4,x5],[y4,y5],'k-','LineWidth',3)
plot([x5,x6],[y5,y6],'k-','LineWidth',3)
plot([x6,x1],[y6,y1],'k-','LineWidth',3)
axis square
%=====
% Построение маркера в центре соты
    x01=x0;    y01=y0;    plot(x01,y01,'Marker','o',...
    'MarkerSize',4,'MarkerFaceColor','k')
```

Координаты вершин шестиугольника взяты из табл. 5.3.

Для демонстрации правила вызова функции **hexagon** ( $x_0$ ,  $y_0$ ,  $R$ ) и результатов ее работы создадим файл-программу **demonstr**, описанную в Листинге 5.2.

## Листинг 5.2. Файл-программа demonstr для построения шести сот

```
%{
Построение шести ячеек с заданными
координатами центров
и с заданными радиусами
%}
figure('Color','w')
% Построение 1-й ячейки
x0=0; y0=1; R=0.5;
hexagon(x0,y0,R)
%-----
% Построение 2-й ячейки
x0=0; y0=0; R=0.4;
hexagon(x0,y0,R)
%-----
% Построение 3-й ячейки
x0=0; y0=0; R=0.7;
hexagon(x0,y0,R)
%-----
```

```

% Построение 4-й ячейки
x0=1; y0=-1; R=0.7;
hexagon(x0,y0,R)
-----
% Построение 5-й ячейки
x0=1; y0=0; R=0.7;
hexagon(x0,y0,R)
-----
% Построение 6-й ячейки
x0=-1; y0=-1; R=0.5;
hexagon(x0,y0,R)
-----

```

Программа **demonstr** шесть раз вызывает функцию **hexagon**, в результате чего в различных местах плоскости появляется графическое изображение шести сот различных размеров (рис. 5.11).

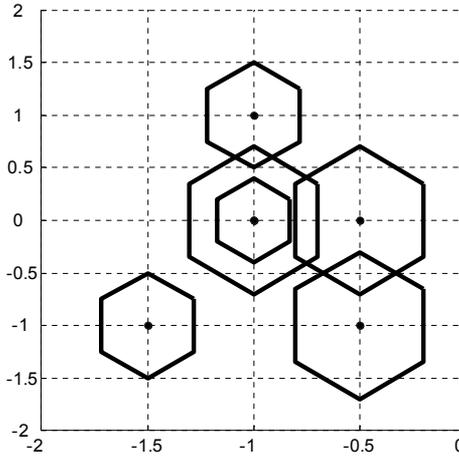


Рис. 5.11. Результаты работы *M*-программы **demonstr**

Создадим вторую *M*-функцию с двумя входными аргументами, которая будет строить кластеры ( $K = 3$ ) в любом месте на плоскости, используя для этого *M*-функцию **hexagon** ( $x_0, y_0, R$ ).

Команды, приведенные в **Листинге 5.3**, строят кластер, состоящий из трех сот, причем центр закрашенной соты находится в точке с координатами  $(x, y)$ .

### Листинг 5.3. Файл-функция **clusterK3** для построения кластера

```

function clusterK3(x,y)
% Файл-функция, возвращающая изображение
% кластера размерности K=3.
%*****

```

```

% Построение первого шестиугольника
R=0.3;   x0=x+0;   y0=y+0;
hexagon(x0,y0,R)
%-----
% Построение второго шестиугольника
R=0.3;   x0=x+R*sqrt(3);   y0=y+0;
hexagon(x0,y0,R)
% Построение третьего шестиугольника
R=0.3;   x0=x+R*sqrt(3)/2;   y0=y+3*R/2;
hexagon(x0,y0,R)
%=====
% Закраска первой соты
x1=x+R*sqrt(3)/2; x2=x+0; x3=x-R*sqrt(3)/2;
x4=x-R*sqrt(3)/2; x5=x+0; x6=x+R*sqrt(3)/2;
y1=y+R/2; y2=y+R; y3=y+R/2; y4=y-R/2; y5=y-R; y6=y-R/2;
hFill=fill([x1 x2 x3 x4 x5 x6],[y1 y2 y3 y4 y5 y6],[.7 .7 .7]);
alpha(0.6) % Степень закрашки соты
axis square;
%-----

```

Файл-функция **clusterK3** ( $x, y$ ) может быть использована для построения сотовых структур произвольных конфигураций, соответствующих очертаниям территории обслуживания. Проиллюстрируем это при помощи следующей файл-программы.

#### Листинг 5.4. Файл-программа **demonstr1** для изображения совокупности кластеров

```

% Построение сотовой структуры из
% пяти кластеров (K=3) с заданными
% координатами центра выделенной ячейки
figure('Color','w')
% Построение 1-го кластера
R=0.3;   x=0;   y=0;
clusterK3(x,y)
%-----
% Построение 2-го кластера
R=0.3;   x=-3*R*sqrt(3)/2;   y=3*R/2;
clusterK3(x,y)
%-----
% Построение 3-го кластера
R=0.3;   x=3*R*sqrt(3)/2;   y=-3*R/2;
clusterK3(x,y)
%-----
% Построение 4-го кластера
R=0.3;   x=3*R*sqrt(3)/2;   y=-9*R/2;
clusterK3(x,y)
%-----
% Построение 5-го кластера
R=0.3;   x=-3*R*sqrt(3)/2;   y=9*R/2;
clusterK3(x,y)
%-----

```

Результаты работы файл-программы **demonstr1.m** представлены на рис. 5.12.

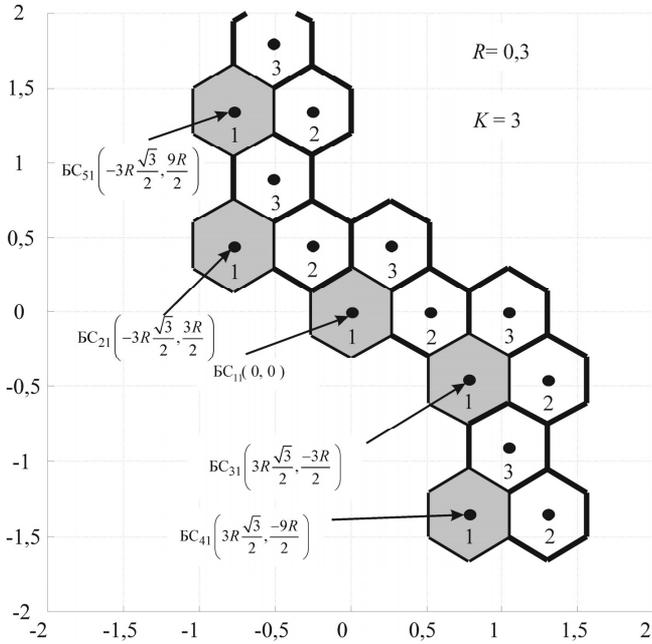


Рис. 5.12. Фрагмент плоской регулярной гексагональной решетки

Практическое применение графических построений для иллюстрации процессов в сотовых сетях будет рассмотрено в гл. 9.

## ГЛАВА 6

# ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН ПРИ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ

### 6.1. Распространение радиоволн в свободном пространстве

Как известно [9], свободным пространством называется однородная непоглощающая среда, относительная диэлектрическая проницаемость которой равна единице. Предположим, что в такую среду помещен изотропный излучатель, т.е. воображаемый точечный излучатель, равномерно излучающий радиоволны во всех направлениях.

Если излучаемая источником мощность равна  $P_1$ , то можно определить плотность потока энергии (вектор Пойнтинга) на расстоянии  $r$  от источника радиоволн (рис. 6.1), основываясь на том, что излучаемая энергия *равномерно* распределяется по поверхности сферы радиуса  $r$ .

Выражая мощность излучателя в ваттах, а линейные размеры в метрах, получим формулу для вычисления значения вектора Пойнтинга:

$$\Pi = P_1 / 4\pi r^2, \text{ Вт/м}^2. \quad (6.1)$$

С другой стороны, среднее за период численное значение вектора Пойнтинга равно

$$\Pi = EH, \text{ Вт/м}^2. \quad (6.2)$$

Действующие значения напряженности электрического  $E$  и магнитного  $H$  полей связаны между собой соотношением

$$H = E/120\pi, \text{ А/м}, \quad (6.3)$$

где величина  $120\pi$  представляет собой волновое сопротивление свободного пространства и выражается в омах.

Подставляя (6.3) в (6.2), получаем

$$\Pi = E^2/120\pi, \text{ Вт/м}^2. \quad (6.4)$$

Приравнивая правые части выражений (6.1) и (6.4) и решая полученное уравнение относительно напряженности электрического поля, находим

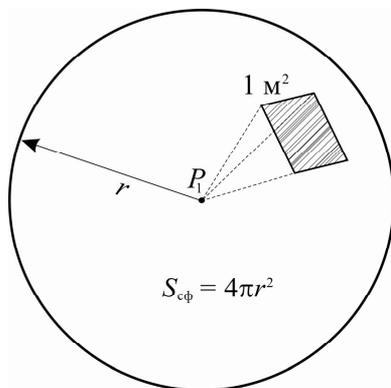


Рис. 6.1. К определению напряженности поля волны, создаваемой изотропным излучателем

$$E = \frac{\sqrt{30P_1}}{r}, \text{ В/м.} \quad (6.5)$$

В реальных условиях изотропные излучатели, конечно, не применяются, а используются антенны, которые излучают радиоволны в определенном направлении. Степень направленности излучения характеризуется *коэффициентом направленного действия антенны*  $D_1$  по отношению к изотропному излучателю.

В этом случае излучаемая антенной мощность равна

$$P_1 = P_{\text{пер}} \eta_{\text{ф1}} \eta_1 D_1, \text{ Вт,} \quad (6.6)$$

где  $P_{\text{пер}}$  – мощность передатчика;  $\eta_{\text{ф1}}$  – КПД фидера, соединяющего передатчик с антенной;  $\eta_1$  – КПД антенны.

Выражение (6.6) можно переписать в виде

$$P_1 = P_{\text{пер}} \eta_{\text{ф1}} G_1, \quad (6.7)$$

где  $G_1 = \eta_1 D_1$  – коэффициент усиления передающей антенны.

Тогда вместо формулы (6.5) получим

$$E = \frac{\sqrt{30P_{\text{пер}} \eta_{\text{ф1}} G_1}}{r}, \text{ В/м.} \quad (6.8)$$

Предположим, что в приемнике применяется одновибраторная антенна. Наведенное в антенне напряжение  $U_A$  связано с напряженностью поля следующим образом [26, с.82]:

$$U_A = E\lambda/\pi, \quad (6.9)$$

Мощность на входе приемника, т.е. та мощность, которая выделяется на сопротивлении нагрузки  $R_n$  в режиме согласования, равна

$$P_{\text{пр}} = \frac{U_A^2}{4R_n} = \frac{E^2 \lambda^2}{4\pi^2 R_n}, \text{ Вт.} \quad (6.10)$$

Определим мощность  $P_{\text{пр}}$  в децибелах относительно 1 Вт. В этом случае

$$P_{\text{пр}} = 10 \lg E^2 + 10 \lg \left( \frac{\lambda}{\pi} \right)^2 + 10 \lg \frac{1}{4R_n}, \text{ дБВт.} \quad (6.11)$$

Для стандартного сопротивления нагрузки  $R_n = 50$  Ом имеем

$$10 \lg [1/(4R_n)] = -23 \text{ дБОм}^{-1}. \quad (6.12)$$

Если напряженность поля  $E$  имеет размерность мкВ/м, то выражение (6.11) можно переписать в виде

$$P_{\text{пр}} = 10 \lg E^2 - 10 \lg (10^6)^2 + 10 \lg \left( \frac{\lambda}{\pi} \right)^2 - 23, \text{ дБВт} \quad (6.13)$$

или

$$P_{\text{пр}} = 20 \lg E_{[\text{мкВ}]} - 143 + 10 \lg \left( \frac{\lambda_{[\text{м}]}}{\pi} \right)^2, \quad \text{дБВт.} \quad (6.14)$$

Переходим теперь к анализу различных моделей распространения радиоволн и выводу расчетных соотношений для вычисления энергетического потенциала радиолинии.

## 6.2. Первое уравнение передачи

При исследовании энергетического потенциала нисходящей (БС-МС) и восходящей (МС-БС) линий радиосвязи используется первое уравнение передачи, которое связывает мощность сигнала на выходе передатчика  $P_{\text{пер}}$  с мощностью сигнала на входе приемника  $P_{\text{пр}}$ .

При относительно небольших размерах соты, когда между антеннами БС и МС имеется прямая видимость, для расчета энергетики можно использовать модель распространения радиоволн в свободном пространстве. Рассмотрим для определенности прямое направление передачи. Первое уравнение передачи в этом случае выглядит следующим образом

$$P_{\text{пр МС}} = P_{\text{пер БС}} \frac{G_1 G_2 \eta_1 \eta_2}{L_0}, \quad (6.15)$$

где  $P_{\text{пр МС}}$  – мощность сигнала на входе приемника мобильной станции;  $P_{\text{пер БС}}$  – мощность передатчика базовой станции в соте, где находится рассматриваемая МС;  $G_1$  – усиление антенны БС;  $G_2$  – усиление антенны МС;  $\eta_1, \eta_2$  – КПД антенно-фидерного тракта в передатчике и приемнике БС и МС соответственно;  $L_0$  – потери электромагнитной энергии в свободном пространстве. Величину  $L_0$  можно рассчитать по формуле [9]

$$L_0 = (4\pi r/\lambda)^2 = (4\pi r f/c)^2, \quad (6.16)$$

где  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с – скорость света в свободном пространстве.

Часто в расчетах полагают [16], что  $G_2 = 1$  и  $\eta_1 = \eta_2 = 1$ .

Тогда (6.15) с учетом (6.16) приобретает вид

$$P_{\text{пр МС}} = P_{\text{пер БС}} \frac{G_1 \lambda^2}{16\pi^2 r^2}. \quad (6.17)$$

Как видим, в свободном пространстве мощность сигнала на входе приемника обратно пропорциональна квадрату расстояния  $r$  между антеннами БС и МС.

Это можно записать следующим образом

$$P_{\text{пр}} = k_{\text{св}} \cdot r^{-2}, \text{ Вт}, \quad (6.18)$$

где  $k_{\text{св}} = \frac{P_{\text{пер}} \cdot \lambda^2 \cdot G_1}{16\pi^2}$  – коэффициент пропорциональности, имеющий размерность Вт·м<sup>2</sup>.

Выражение (6.18) удобно использовать для вычисления изменения уровня сигнала при перемещении МС в соте, для расчета отношения сигнал/помеха и т.д.

Можно показать, что мощность принимаемого сигнала уменьшается на 6 дБ при удвоении расстояния между станциями.

В самом деле,

$$10 \lg \frac{P_{\text{пр1}}}{P_{\text{пр2}}} = 10 \lg \frac{k_{\text{св}} r^{-2}}{k_{\text{св}} (2r)^{-2}} = 10 \lg 4 = 6 \text{ дБ}. \quad (6.19)$$

**Пример 6.1.** Пусть известно, что при  $r_1 = 1$  км уровень мощности сигнала на входе приемника МС равен  $P_{\text{пр1}} = -66,5$  дБВт. Определить уровень сигнала на входе приемника МС, если расстояние между БС и МС увеличится до  $r_2 = 2$  км; до  $r_3 = 4$  км.

*Решение.* Как было установлено выше, при любом удвоении расстояния уровень сигнала уменьшается на 6 дБ. Поэтому при  $r_2 = 2$  км  $P_{\text{пр2}} = -72,5$  дБВт, а при  $r_3 = 4$  км  $P_{\text{пр3}} = -78,5$  дБВт.

Следует помнить, что указанная зависимость сохраняется до тех пор, пока модель свободного пространства достаточно адекватно отражает реальные условия распространения радиоволн.

Интересно также отметить, что если расстояние между станциями увеличивается в десять раз, то принимаемый сигнал уменьшается на 20 дБ.

В самом деле,

$$10 \lg \frac{P_{\text{пр1}}}{P_{\text{пр2}}} = 10 \lg \frac{k_{\text{св}} r^{-2}}{k_{\text{св}} (10r)^{-2}} = 10 \lg 10^2 = 20 \text{ дБ}. \quad (6.20)$$

**Пример 6.2.** Пусть известно, что при  $r_1 = 1$  км уровень мощности сигнала на входе приемника МС равен  $P_{\text{пр1}} = -66,5$  дБВт. Каким будет уровень сигнала, если расстояние между БС и МС увеличится до  $r_2 = 10$  км?

*Решение.* Согласно сказанному выше, уровень сигнала понизится до  $P_{\text{пр2}} = -66,5 - 20 = -86,5$  дБВт.

На основании (6.16) можно также заключить, что потери при передаче возрастают пропорционально квадрату частоты ( $f^2$ ).

Для практических расчетов равенство (6.17) видоизменяют таким образом, чтобы выделить мощность сигнала на входе приемника при каком-то эталонном расстоянии  $r_1$  между БС и МС. В качестве такого расстояния вы-

бирают обычно одну миллю или один километр [19]. В самом деле, умножим и разделим знаменатель (6.17) на эталонное расстояние  $r_1^2$ :

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пер}} \frac{G_1 \lambda^2}{16\pi^2 r^2 \left( r_1^2 / r_1^2 \right)}. \quad (6.21)$$

После логарифмирования обеих частей равенства получаем

$$10 \lg P_{\text{пр}} = 10 \lg P_{\text{пер}} \frac{G_1 \lambda^2}{16\pi^2 r_1^2} - 10 \lg \left( r / r_1 \right)^2 \quad (6.22)$$

или в децибелах к одному ватту

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пр1}} - 10 \lg \left( r / r_1 \right)^2, \quad \text{дБВт}. \quad (6.23)$$

Обычно формула (6.23) подвергается дальнейшему обобщению. Показатель степени заменяют некоторым эмпирически подобранным числом, что позволяет переписать (6.23) в виде

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пр1}} - 10\gamma \lg \left( r / r_1 \right), \quad \text{дБВт}, \quad (6.24)$$

где  $\gamma = 2 \dots 5$  – коэффициент затухания радиоволн при распространении в различных средах (в свободном пространстве, в городской среде и т.д.).

В частности, для свободного пространства  $\gamma = 2$ . Для Филадельфии экспериментально было найдено, что  $\gamma = 3,84$  [19, 24]. В этом случае расчетные величины мощности сигнала хорошо согласуются с результатами измерений.

Программа для расчета зависимости уровня сигнала на входе приемника мобильной станции от расстояния до БС представлена **Листингом 6.1**.

### Листинг 6.1

```
% Сравнительный анализ энергетического потенциала
% на нисходящей линии БС - МС при различных
% моделях распространения радиоволн
%*****
Pt_BS=20; % Мощность пер. БС, Вт (13 дБВт)
Gt_BS=16; % Усиление антенны БС, ед. (12 дБ)
Gb=1; % Усиление антенны МС, ед. (0 дБ)
r1=1; % Расстояние между БС и МС, км
gamma=2;
f=900; % Рабочая частота, МГц
%-----
% Исследование характера изменения мощности принимаемого
% сигнала при удалении МС от БС
lambda=300/f; % Длина волны, м
r=[1:0.5:10]; % Расстояние между антеннами БС и МС, км
Pr1_MS=10*log10(Pt_BS*Gb*Gt_BS*lambda^2./(16*pi^2*(r1*1000).^2));
y= Pr1_MS-10*gamma*log10(r/r1);
semilogx(r,y,'LineStyle','-','LineWidth',2,'Color','r'), grid on
set(gca,'XTickLabel','1|10','FontSize',12)
axis([1 10 -90 -60])
hold on
```

```

%-----
xlabel('r, км','FontSize',14);
ylabel('\itP}_{пр.МС} , дБВт','FontSize',14);
hT=title('Зависимость {\itP}_{пр.МС} от расстояния между БС и МС');
set(hT,'FontSize',14)

```

Результаты работы программы представлены на рис. 6.2.

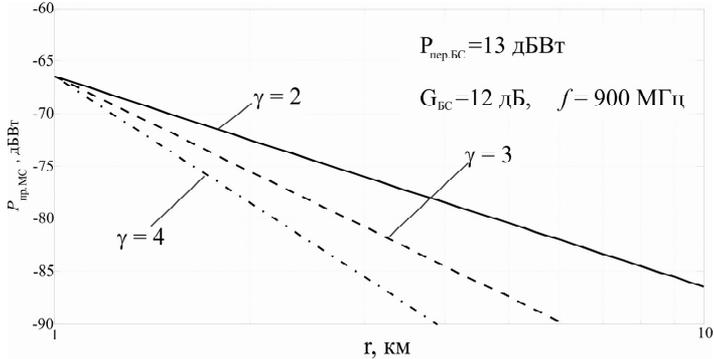


Рис. 6.2. Иллюстрация влияния параметра  $\gamma$  на уровень сигнала

### 6.3. Распространение радиоволн с учетом влияния земли. Двухлучевая модель

Мощность сигнала на входе приемника МС выражается простой формулой (6.15) при условии, что в зоне передачи нет объектов, поглощающих или отражающих энергию радиоволн. Однако такая ситуация встречается редко. В реальных условиях распространение радиоволн представляет собой сложное сочетание различных явлений, в числе которых определяющую роль играют многократные отражения, интерференция, рефракция, дифракция и др.

Учет законов распространения радиоволн над плоской поверхностью земли является первым шагом по направлению к реально существующей ситуации на радиотрассах мобильных систем. Влияние земли проявляется в появлении отраженного луча, который, складываясь с прямым лучом, приводит к интерференции радиоволн.

Рассмотрим так называемую двухлучевую модель распространения радиоволн (рис. 6.3)

Для количественной оценки влияния отраженного луча вводится понятие *множителя ослабления относительно поля свободного пространства*  $V$ . По определению

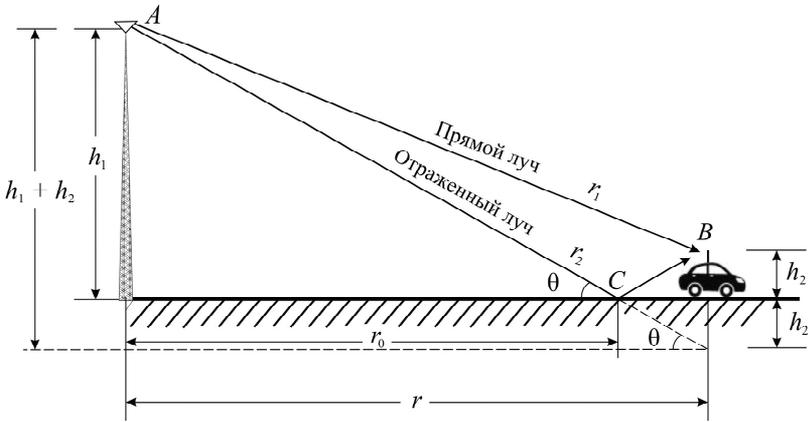


Рис. 6.3. Двухлучевое распространение радиоволн

$$V = \left| \frac{E_{\text{реал}}}{E_{\text{св}}} \right| = \left| \frac{E_{\text{св}} + E_{\text{св}} R_{\text{отр}} e^{j\left(\varphi + \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r\right)}}{E_{\text{св}}} \right| = \left| 1 + R_{\text{отр}} e^{j\left(\varphi + \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r\right)} \right|, \quad (6.25)$$

где  $E_{\text{реал}}$  – напряженность поля в точке приема в реальных условиях;  $E_{\text{св}}$  – напряженность поля в точке приема при распространении в свободном пространстве, т.е. когда отраженный луч отсутствует;  $R_{\text{отр}}$  – модуль коэффициента отражения электромагнитных волн;  $\varphi$  – угол потери фазы при отражении;  $\Delta r = r_2 - r_1 = AC + CB - AB$  – разность хода между отраженным от земли лучом и прямым;  $2\pi\Delta r/\lambda$  – величина отставания по фазе отраженного луча.

Под «реальными» понимаем те условия, когда в точку приема приходят два луча. Для упрощения вычислений пренебрегаем тем обстоятельством, что длины лучей отличаются на величину  $\Delta r$ , если речь идет о расчете мощности сигналов, однако учитываем разность хода  $\Delta r$ , когда необходимо определить фазовый сдвиг между лучами.

Принимая во внимание формулу Эйлера, переписываем (6.25) в виде

$$\begin{aligned} V &= \left| 1 + R_{\text{отр}} \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r\right) + jR_{\text{отр}} \sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r\right) \right| = \\ &= \sqrt{\left[ 1 + R_{\text{отр}} \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r\right) \right]^2 + R_{\text{отр}}^2 \sin^2\left(\varphi + \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r\right)} = \\ &= \sqrt{1 + 2R_{\text{отр}} \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r\right) + R_{\text{отр}}^2}. \end{aligned} \quad (6.26)$$

Модуль коэффициента отражения от поверхности земли  $R_{\text{отр}}$  и угол потери фазы  $\varphi$  зависят от угла скольжения  $\theta$  (см. рис. 6.3), вида поляризации и

характеристик почвенного слоя земли. Кроме того,  $R_{\text{отр}}$  и  $\varphi$  зависят также от величины  $r$ , так как по мере изменения расстояния между БС и МС будет меняться угол скольжения  $\theta$ , а следовательно, и значения указанных величин. Следует также отметить, что на рис. 6.3 для большей наглядности пришлось растянуть вертикальный масштаб, поэтому углы на рисунке не соответствуют реальным значениям. В действительности они малы и измеряются долями градуса. Лучи 1 и 2 имеют практически одно и то же направление, и это позволяет считать, что коэффициенты направленности антенны БС для обоих лучей совпадают.

Можно показать [9, 24], что величина разности хода лучей  $\Delta r$ , входящая в выражение (6.26), определяется по формуле

$$\Delta r = \frac{2h_1h_2}{r}. \quad (6.27)$$

где  $h_1, h_2$  – высоты закрепления антенн БС и МС соответственно.

**Пример 6.3.** Рассчитать угол скольжения  $\theta$ , расстояние от БС до точки отражения  $C$  и разность хода лучей  $\Delta r$ , если  $h_1 = 70$  м;  $h_2 = 1,5$  м и  $r = 5$  км.

*Решение.* На основании геометрических построений на рис. 6.3 можно записать

$$\theta = \arctg \frac{h_1 + h_2}{r} = \arctg \frac{70 + 1,5}{5 \cdot 10^3} = 0,81^\circ.$$

Точка  $C$  удалена от БС на расстояние

$$r_0 = h_1 / \text{tg}\theta = 70 / \text{tg}0,81 = 4951 \text{ м.}$$

Оказывается, что точка  $C$  находится в 49 м от мобильной станции.

По формуле (6.27) находим

$$\Delta r = \frac{2 \cdot 70 \cdot 1,5}{5000} = 0,042 \text{ м.}$$

Если рабочая частота  $f = 900$  МГц и  $\lambda = 0,33$  м, то разность хода  $\Delta r$  почти в восемь раз меньше длины волны.

В [9] показано, что при малых углах скольжения  $\theta$  с достаточной для практики точностью можно положить  $R_{\text{отр}} = 1$  и  $\varphi = 180^\circ$ . Тогда с учетом (6.27) выражение для множителя ослабления (6.26) принимает вид:

$$V = \sqrt{2 + 2 \cos \left( \pi + \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda r} \right)} = \sqrt{2 \left( 1 - \cos \frac{4\pi h_1 h_2}{\lambda r} \right)} = \sqrt{2 \cdot 2 \sin^2 \left( \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda r} \right)}.$$

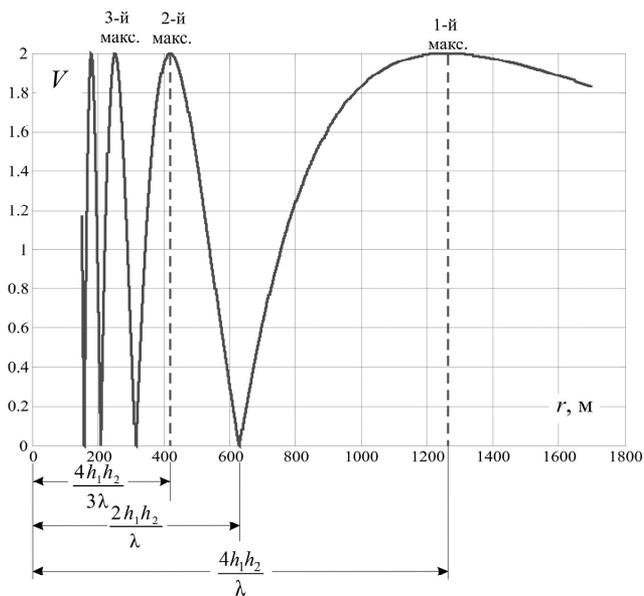
Таким образом, для  $R_{\text{отр}} = 1$  и  $\varphi = 180^\circ$  получаем

$$V = 2 \left| \sin \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda r} \right|. \quad (6.28)$$

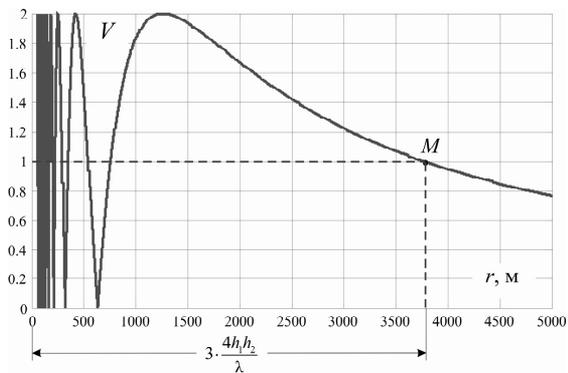
На рис. 6.4 представлена зависимость множителя ослабления от расстояния между БС и МС.

Как видим, формула (6.28) отражает тот факт, что электромагнитное поле имеет *интерференционную структуру*. Это означает, что по мере воз-

растания расстояния множитель ослабления  $V$  (а, следовательно, и напряженность поля) проходит ряд максимумов и минимумов.



а)



б)

Рис. 6.4. Характер изменения множителя ослабления при средних (а) и больших (б) расстояниях

Из (6.28) следует, что множитель ослабления может меняться в пределах  $0 < V < 2$ . Если же  $R_{отр} < 1$ , то согласно (6.26) получаем  $(1 - R_{отр}) < V < (1 + R_{отр})$ . Таким образом, величину  $V$  можно назвать «множителем ослабления» лишь условно, так как в максимумах она больше единицы.

Рассмотрим теперь расположения максимумов и минимумов (рис. 6.4,а). Расстояния, которым соответствуют *максимумы* функции (6.28), можно найти из условия

$$\frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda r} = \frac{\pi}{2}(2n-1), \quad n=1,2,3 \text{ и т.д.},$$

откуда следует

$$r_{n\text{макс}} = \frac{4h_1 h_2}{\lambda(2n-1)}. \quad (6.29)$$

Следовательно, первый максимум, если считать со стороны больших расстояний, удален от БС на

$$r_{1\text{макс}} = 4h_1 h_2 / \lambda.$$

Местоположение *минимумов* функции (6.28) можно найти из условия

$$\frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda r} = \pi n, \quad n=1,2,3 \text{ и т.д.},$$

откуда следует

$$r_{n\text{мин}} = \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda n}. \quad (6.30)$$

Таким образом, первый минимум расположен на расстоянии  $r_{1\text{мин}} = 2h_1 h_2 / \lambda$  от БС.

Рассмотрим теперь область монотонного убывания множителя ослабления (рис. 6.4,б), которая начинается после первого максимума.

Здесь интересно выделить такие соотношения между параметрами линии связи, при которых отраженный луч не вызывает ослабления прямого луча. При этом должно выполняться равенство  $V=1$ , а трасса ведет себя, таким образом, как если бы распространение радиоволн происходило в свободном пространстве.

Запишем данное условие

$$V = 2 \left| \sin \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda r} \right| = 1,$$

которое справедливо при

$$2\pi h_1 h_2 / \lambda r = \pi/6, \quad (6.31)$$

откуда непосредственно следует

$$r = 3 \cdot \frac{4h_1 h_2}{\lambda}.$$

Выражение (6.31) с учётом (6.27) можно переписать в виде

$$\frac{\pi}{\lambda} \Delta r = \pi/6 \quad \text{или} \quad \Delta r = \lambda/6.$$

Таким образом, на расстоянии  $r = 3 \cdot 4h_1h_2/\lambda$  от БС разность хода лучей равна  $\Delta r = \lambda/6$  и  $V = 1$ .

На рис. 6.4,б точка  $M$  соответствует тому расстоянию, при котором  $V = 1$  на участке монотонного убывания множителя ослабления. Заметим, что это расстояние в три раза превышает расстояние до первого максимума.

Для иллюстрации взаимодействия лучей 1 и 2 в точке  $M$  построим векторную диаграмму (рис. 6.5).

Отражённый от поверхности земли луч сдвинут относительно прямого луча на угол  $180^\circ$  (потеря фазы при отражении от земли). К этому сдвигу добавляются потери фазы за счёт разности хода лучей  $\frac{2\pi}{\lambda} \Delta r$  или  $60^\circ$ . Следовательно, общий фазовый сдвиг между векторами  $E_1$  и  $E_2$  достигает  $240^\circ$ . При таком положении векторов длина результирующего вектора равна длинам составляющих, т.е.  $|E_1| = |E_2| = |E_\Sigma|$ . Отсюда согласно (6.25) получаем равенство

$$V = |E_{\text{реал}}/E_{\text{св}}| = |E_\Sigma/E_1| = 1.$$

При дальнейшем увеличении расстояния  $r$  множитель ослабления монотонно уменьшается, стремясь в пределе к нулю.

#### 6.4. Расчет мощности сигнала на входе приемника

Введение множителя ослабления позволяет приблизиться к более точному описанию механизмов распространения радиоволн на трассах мобильной связи. На основании (6.8) и (6.25) можно записать напряженность поля в точке приема

$$E = \frac{\sqrt{30P_{\text{пер}} \eta_{\phi 1} G_1}}{r} V, \quad \text{В/м.} \quad (6.32)$$

Подставляя (6.26) в (6.32), получаем

$$E = \frac{\sqrt{30P_{\text{пер}} \eta_{\phi 1} G_1}}{r} \sqrt{1 + 2R_{\text{отр}} \cos\left(\varphi + \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r\right) + R_{\text{отр}}^2}. \quad (6.33)$$

Если  $R_{\text{отр}} = 1$  и  $\varphi = 180^\circ$ , то формула (6.33) с учетом (6.28) принимает вид:

$$E = \frac{\sqrt{30P_{\text{пер}} \eta_{\phi 1} G_1}}{r} 2 \left| \sin \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda r} \right|. \quad (6.34)$$

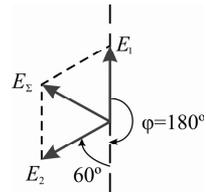


Рис. 6.5. Векторная диаграмма, поясняющая сложение электромагнитных полей при  $\Delta r = \lambda/6$

Во многих важных для практики случаях, когда угол скольжения  $\theta$  мал, формулу (6.28) можно еще более упростить, придав ей особенно простой и удобный для вычисления вид. В [9] показано, что при соблюдении условия  $r \geq 18h_1h_2/\lambda$  синус можно заменить аргументом, и множитель ослабления принимает вид:

$$V = 4\pi h_1 h_2 / \lambda r. \quad (6.35)$$

Подставляя это значение в формулу (6.32), находим

$$E = \frac{4\pi h_1 h_2 \sqrt{30 P_{\text{пер}} \eta_{\text{ф1}} G_1}}{r^2 \lambda}, \quad \text{В/м}. \quad (6.36)$$

Формула (6.36) была получена в 1928 г. академиком Б.А. Введенским и носит его имя. Эта формула справедлива для тех расстояний, которые дальше местоположения первого максимума более чем в 4,5 раза.

Заметим, что согласно (6.36) напряженность электрического поля в точке приема обратно пропорциональна квадрату расстояния, в то время как поле свободного пространства (6.8) обратно пропорционально первой степени расстояния  $r$ . Это отличие объясняется тем, что в формуле Введенского учитывается влияние отраженной волны.

Первое уравнение передачи (6.15) для двухлучевой модели может быть записано в виде формулы

$$P_{\text{прМС}} = P_{\text{перБС}} \frac{G_1 \eta_1 G_2 \eta_2}{L_0} V^2, \quad (6.37)$$

в которую вошел множитель ослабления.

С учетом (6.28) получаем

$$P_{\text{прМС}} = P_{\text{перБС}} \frac{G_1 \eta_1 G_2 \eta_2}{L_0} 4 \sin^2 \left( \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda r} \right). \quad (6.38)$$

Если дополнительно принять во внимание (6.16) и выражение для множителя ослабления (6.35), то получим следующий результат:

$$P_{\text{прМС}} = \frac{P_{\text{перБС}} G_1 \eta_1 G_2 \eta_2}{r^2} \left( \frac{h_1 h_2}{r} \right)^2. \quad (6.39)$$

Полученную формулу по аналогии с (6.18) можно переписать следующим образом

$$P_{\text{пр}} = k_{\text{дв}} r^{-4}, \quad (6.40)$$

где  $k_{\text{дв}} = P_{\text{пер}} G_1 \eta_1 G_2 \eta_2 (h_1 h_2)^2$  – коэффициент пропорциональности для двухлучевой модели, имеющий размерность Вт · м<sup>4</sup>.

Выражение (6.40) показывает, что мощность принимаемого сигнала уменьшается на 12 дБ при удвоении расстояния между станциями или на 40 дБ при увеличении расстояния в 10 раз.

**Пример 6.4.** В сотовой сети мобильной радиосвязи диапазона 900 МГц уровень мощности передатчика БС составляет  $P_1 = 10$  дБВт, усиление антенн  $G_1 = 6$  дБ и  $G_2 = 0$  дБ, затухание в антенно-фидерных трактах на передаче и приеме  $a_{\phi 1} = 6,5$  дБ и  $a_{\phi 2} = 3$  дБ соответственно, а высоты установки антенн равны  $h_1 = 30$  м и  $h_2 = 1,5$  м. Определить уровень сигнала на входе приемника, если МС находится в двух километрах от БС.

*Решение.* Определяем рабочую длину волны передатчика БС

$$\lambda_{(м)} = 300/f_{(МГц)} = 300/900 = 0,33 \text{ м.}$$

Потери энергии в свободном пространстве

$$L_0 = \left( \frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 = \left( \frac{4 \cdot 3,14 \cdot 2 \cdot 10^3}{0,33} \right)^2 = 5,8 \cdot 10^9 \text{ (97,6 дБ)}.$$

Коэффициент полезного действия АФТ на передаче и приеме

$$\eta_{\phi 1} = -a_{\phi 1} = -6,5 \text{ дБ или } \eta_{\phi 1} = 10^{0,1 \cdot \eta_{\phi 1}} = 0,22,$$

$$\eta_{\phi 2} = -a_{\phi 2} = -3 \text{ дБ или } \eta_{\phi 2} = 10^{0,1 \cdot \eta_{\phi 2}} = 0,5.$$

Используя двухлучевую модель распространения радиоволн (6.38), получаем

$$\begin{aligned} P_{прМС} &= \frac{P_1 G_1 \eta_{\phi 1} G_2 \eta_{\phi 2}}{L_0} 4 \sin^2 \left( \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda r} \right) = \\ &= \frac{10 \cdot 4 \cdot 0,22 \cdot 1 \cdot 0,5}{5,8 \cdot 10^9} 4 \sin^2 \left( \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 30 \cdot 1,5}{0,33 \cdot 2 \cdot 10^3} \right) = 5,23 \cdot 10^{-10} \text{ Вт (-92,8 дБВт)}. \end{aligned}$$

Если теперь предположить, что расстояние от БС до МС увеличилось в десять раз и стало  $r = 20$  км, то уровень сигнала должен снизиться на 40 дБ, т.е. до величины  $P_{прМС} = -132,8$  дБВт.

## 6.5. Эмпирические формулы для расчета уровня сигнала

Рассмотренные выше модели распространения радиоволн основывались на детерминированных методах, когда прямые и отраженные лучи могут быть описаны довольно точно. Однако в городских условиях прямая видимость между антеннами БС и МС обычно отсутствует, а вместо одного отраженного луча наблюдается многолучевость, когда отраженные лучи независимы, а их интенсивность изменяется по случайному закону. Таким образом, точный аналитический расчет энергетического потенциала радиолинии для реальных условий функционирования систем мобильной связи практически невозможен, поскольку существует множество факторов, плохо поддающихся математическому описанию.

В таких условиях принято использовать статистические методы, в основу которых положено усреднение экспериментальных данных.

Наиболее известной является модель Окамуры-Хаты, которая основана на графической и аналитической аппроксимации результатов натурных измерений.

Эмпирическая формула для расчета среднего уровня сигнала на входе приемника при всенаправленных антеннах БС и МС выглядит следующим образом [12, 21, 26]:

$$P_{\text{прМС}} = P_{\text{перБС}} + G_{\text{БС}} - 69,55 - 26,16 \lg f_{(\text{МГц})} + \\ + 13,82 \lg h_{\text{БС(м)}} - \left[ 45 - 6,55 \lg h_{\text{БС(м)}} \right] \lg r_{(\text{км})}, \text{ дБВт.} \quad (6.41)$$

Предполагается, что антенна МС закреплена на высоте 1,5 м.

На основании (6.41) мощность сигнала на входе приемника, выраженная в ваттах, может быть рассчитана по формуле

$$P_{\text{прМС}} = 10^{0,1P_{\text{перБС}}} \cdot 10^{0,1G_{\text{БС}}} \cdot 10^{-6,955} \cdot 10^{-2,616 \lg f} \cdot 10^{1,382 \lg h_{\text{БС}}} \cdot 10^{-[4,5-0,655 \lg h_{\text{БС}}] \lg r}, \text{ Вт.} \quad (6.42)$$

С учетом известного соотношения

$$10^{\lg N} = N,$$

выражение (6.42) принимает вид

$$P_{\text{прМС}} = P_{\text{перБС}} \cdot G_{\text{БС}} \cdot 10^{-6,955} \cdot f^{-2,616} \cdot h_{\text{БС}}^{1,382} \cdot r^{-[4,5-0,655 \lg h_{\text{БС}}]}, \text{ Вт.} \quad (6.43)$$

Расчетные формулы (6.41) – (6.43) позволяют определить только медианное значение принимаемого приемником радиосигнала в условиях статистически однородного города.

Известно [9, 12], что медианным называется такое значение случайной величины, которое может превышаться в 50% случаев. Для нормального закона среднее значение совпадает с медианным.

Рассмотрим следующий пример.

**Пример 6.5.** Высота закрепления антенны БС мобильной сети стандарта GSM-900 в условиях городской застройки  $h_{\text{БС}} = 30$  м. Определить уровень мощности сигнала на входе приемника МС, которая находится на расстоянии  $r = 2$  км от БС, если  $P_{\text{перБС}} = 20$  Вт (13 дБВт) и  $G_{\text{БС}} = 16$  (12 дБ).

*Решение.* Воспользовавшись эмпирической формулой Окамуры-Хатты (6.41), получаем

$$P_{\text{прМС}} = 13 + 12 - 69,55 - 26,16 \lg 900 + 13,82 \lg 30 - \\ - (45 - 6,55 \lg 30) \lg 2 = -112,053 \text{ дБВт}$$

или

$$P_{\text{прМС}} = 10^{-11,2053} = 6,233 \cdot 10^{-12} \text{ Вт.}$$

С другой стороны, на основании (6.43), можно непосредственно рассчитать мощность входного сигнала

$$P_{\text{прМС}} = 10^{0,1 \cdot 13} \cdot 10^{0,1 \cdot 12} \cdot 10^{-6,955} \cdot 900^{-2,616} \cdot 30^{1,382} \cdot 2^{-[4,5-0,655 \lg 30]} = \\ = 6,233 \cdot 10^{-12} \text{ Вт} = 6,233 \text{ пВт.}$$

Как и следовало ожидать, оба результата совпадают.

Программа для выполнения расчетов приведена в **Листинге 6.2**.

## Листинг 6.2

```
%{
    Модель Окамуры-Хаты, ф-ла Хаты.
    Расчёт уровня сигнала на входе приемника МС
    в условиях статистически однородного города
%}
%*****
% Исходные данные
    P_t=13;   Gb=12;   f=900;   h_b=30;   r=2;
% Расчет уровня сигнала
Pr=P_t+Gb-69.55-26.16*log10(900)+13.82*log10(h_b)-...
    (45-6.55*log10(h_b))*log10(r)
% =====
% Мощность сигнала на входе приёмника
    PrW=10^(0.1*P_t)*10^(0.1*Gb)*10^(-6.955)*10^(-2.616*log10(f))*...
        10^(1.382*log10(h_b))*10^(-(4.5-0.655*log10(h_b))*log10(r))
% Еще одна формула для расчета мощности сигнала
% на входе приёмника
    PrW=10^(0.1*P_t)*10^(0.1*Gb)*10^(-6.955)*f^(-2.616)*h_b^1.382*...
        r^-(4.5-0.655*log10(h_b))
```

## ГЛАВА 7

# РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН В УСЛОВИЯХ ГОРОДСКОЙ ЗАСТРОЙКИ

### 7.1. Медленные и быстрые замирания на трассе

Электромагнитные волны, излучаемые антенной БС, отражаются от городских зданий и многочисленных транспортных средств. Часть отраженных лучей попадает в точку, где в данный момент находится антенна приемника мобильной станции. При движении МС по улицам города число приходящих лучей и их интенсивность непрерывно меняются. Время от времени между антеннами БС и МС может возникать прямая видимость. Тогда в антенну МС попадает прямой луч. Если при этом отраженные лучи отсутствуют, то уровень сигнала можно рассчитывать по формуле (6.15), которая справедлива для свободного пространства.

При перемещении МС одновременно наблюдаются два явления. Первое связано с изменением фазовых соотношений между приходящими сигналами, когда точки отражения от окружающих предметов не меняются. Второе наблюдается тогда, когда меняются точки переотражения, что приводит к изменению путей распространения радиоволн.

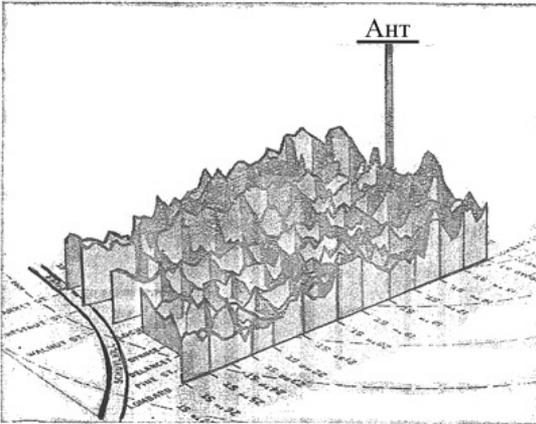


Рис. 7.1. Трехмерная модель распределения уровня сигнала вдоль улиц города

Результаты натурных измерений мощности принимаемого сигнала на улицах Филадельфии, штат Пенсильвания.

Непрерывная регистрация напряженности поля производилась в процессе приема сигнала на подвижном объекте при перемещении его по центральным улицам города. Антенна БС была установлена на самом высоком здании на высоте 152,4 м. На плоской крыше подвижного объекта была уста-

Оба явления приводят к изменению уровня огибающей результирующего сигнала, т.е. к замираниям, однако характеристики этих замираний существенно различны. Фазовые изменения в первом случае приводят к быстрым замираниям, а изменения расстояний до отражающих поверхностей во втором случае – к медленным. Рассмотрим

рис. 7.1, взятый из [19].

На нем представлены результаты натурных изме-

новлена штыревая вертикальная антенна длиной в четверть длины волны. Для записи уровня принимаемого сигнала использовался магнитофон. Затем записи на магнитной ленте были преобразованы в записи на бумаге, по которым были вырезаны картонные полоски, установленные на карте города вдоль соответствующих улиц. Получилась трехмерная модель распределения напряженности поля в центральной части города.

Изучение модели позволило сделать следующие выводы.

1. Вдоль широких улиц уровень сигнала обычно высокий.
2. Уменьшение уровня сигнала на 20 дБ и более вдоль улиц, расположенных поблизости от БС, обусловлено экранирующим действием высотных зданий.
3. Подъем уровня сигнала в районе реки обусловлен возможностью почти прямолинейного распространения радиоволн.
4. Увеличение уровня сигнала наблюдается в тех местах, которые соответствуют пересечению улиц.

Исследования закономерностей изменения уровня сигнала по его записям, выполненным на движущихся транспортных средствах, позволило создать достаточно стройную теорию распространения радиоволн в условиях городской застройки, на основании которой стало возможным более осмысленное проектирование сотовых сетей радиосвязи с подвижными объектами.

Типичная зависимость мгновенного значения огибающей принимаемого сигнала  $s(t)$  от времени изображена на рис. 7.2. В том случае, когда скорость подвижного объекта  $v$  остается постоянной в течение записи принимаемого сигнала, можно легко перейти от временной шкалы  $t$  к шкале расстояний  $x$ , положив  $x = vt$ .

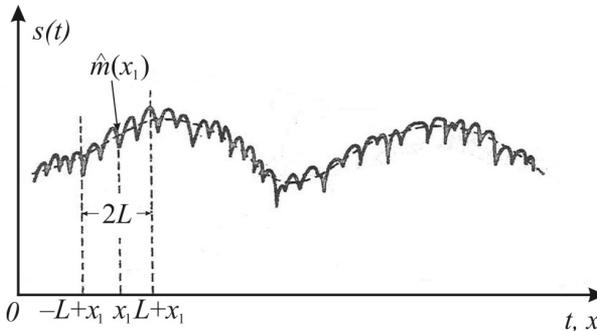


Рис. 7.2. Принцип измерения локального среднего замирающего сигнала

Огибающую гармонического радиосигнала, принимаемого на МС, можно записать в виде двух сомножителей

$$s(t) = m(t)r(t),$$

где  $m(t)$  – случайная величина, отражающая медленные замирания;  $r(t)$  – быстрые замирания сигнала. Одна из реализаций сигнала  $s(t)$  представлена на рис. 7.2, где штриховая линия соответствует средней величине замирающего сигнала, которая, вообще говоря, неизвестна.

Оценка средней величины медленных замираний для некоторой точки местности  $x_1$ , в которой в момент  $t_1$  проводится измерение, может быть получена следующим образом:

$$\hat{m}(x_1) = \frac{1}{2L} \int_{x_1-L}^{x_1+L} s(x) dx. \quad (7.1)$$

Поскольку положение точки  $x_1$  постоянно меняется, переходим к непрерывной переменной  $x$ . В этом случае выражение (7.1) принимает вид

$$\hat{m}(x) = \frac{1}{2L} \int_{x-L}^{x+L} m(y)r(y) dy. \quad (7.2)$$

Вследствие того, что  $m(y)$  в (7.2) меняется медленно, можем записать

$$m(y) = \text{const} \quad \text{при } x-L < y < x+L.$$

Тогда оценка локального среднего

$$\hat{m}(x) = m(x) \frac{1}{2L} \int_{x-L}^{x+L} r(y) dy. \quad (7.3)$$

Таким образом,  $m(x)$  является локальным средним, а  $r(y)$  представляет собой стационарный эрлеевский процесс со средним, равным единице.

Интервал усреднения  $2L$  выбирают обычно таким образом, чтобы  $40\lambda < L < 200\lambda$ . Для рабочей частоты  $f = 900$  МГц это составляет 30...60 м.

При правильном выборе интервала усреднения

$$\hat{m}(x) \rightarrow m(x)$$

и

$$\frac{1}{2L} \int_{x-L}^{x+L} r(y) dy \rightarrow 1.$$

Процесс  $r(y)$  в (7.3) представляет собой текущий сигнал, свободный от изменения локальных средних. Его можно получить, «распрямив» кривую  $s(t)$  на рис. 7.2 так, как это показано на рис. 7.3.

Справа на рис. 7.3 показаны значения уровня относительно среднего уровня сигнала. Слева указан процент времени, в течение которого сигнал на входе приемника будет ниже данного уровня.

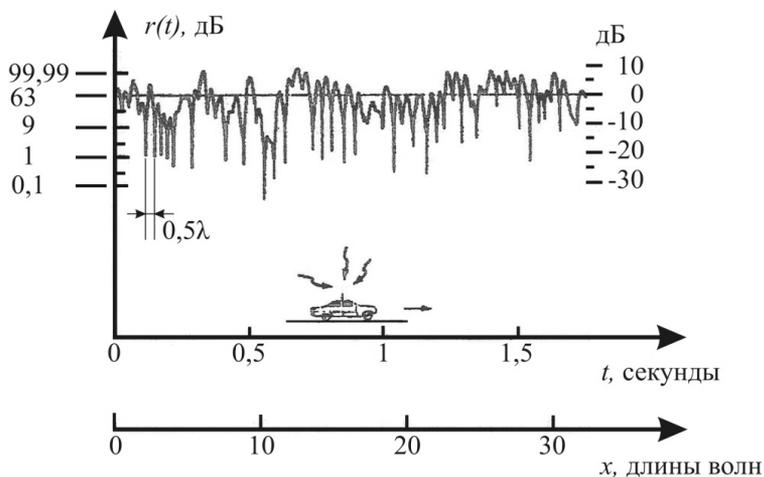


Рис. 7.3. Быстрые замирания сигнала

Глубина и частота замираний зависит от характера городской застройки, диапазона частот и скорости движения МС. Глубокие замирания возникают в тех случаях, когда сигналы разных лучей поступают на вход приемника в противофазе, т.е. когда пути их распространения отличаются на нечетное число полуволн. Как показано на рис. 7.3, глубокие замирания возникают при перемещении МС на расстояние  $0,5\lambda$ .

**Пример 7.1.** Подвижный объект передвигается с постоянной скоростью  $v = 24$  км/ч или  $6,7$  м/с. Определить промежуток времени между соседними замираниями, если рабочая частота  $f = 900$  МГц.

*Решение.* При частоте  $f = 900$  МГц величина  $\lambda/2 = 0,166$  м. Таким образом, глубокие замирания в данном случае будут наблюдаться через каждые  $0,5\lambda/v = 0,166/6,7 = 0,026$  секунды.

## 7.2. Статистические характеристики медленных замираний

Медленные изменения огибающей сигнала наблюдаются при движении МС вдоль улиц и фактически являются пространственными замираниями, т.е. отражают картину теневых зон, создаваемых близко расположенными зданиями.

Установлено [12, 26], что плотность распределения медленной огибающей подчиняется логарифмически-нормальному закону со стандартным отклонением, зависящим от рельефа местности и характера городской застройки. Это означает, что по нормальному (гауссовскому) закону распределена не сама случайная величина, а ее логарифм с любым основанием. Обычно выбирают десятичный логарифм.

Запишем нормальный закон распределения

$$w(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x-\bar{x})^2}{2\sigma^2}\right], \quad -\infty < x < \infty, \quad (7.4)$$

где случайная величина  $x$ , ее среднее значение  $\bar{x}$  и дисперсия  $\sigma^2$  выражены в децибелах.

В этом случае говорят, что случайная величина  $x$  распределена по логарифмически-нормальному закону.

**Нормальное распределение вероятностей.** Непрерывная случайная величина  $X$  распределена по нормально-логарифмическому закону с параметрами  $m$  и  $\sigma$ , если ее плотность вероятностей имеет вид [13]

$$w(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}}, \quad x \in R. \quad (7.5)$$

При этом выполняется условие нормировки

$$\int_{-\infty}^{\infty} w(x) dx = 1. \quad (7.6)$$

Интегральная функция распределения вероятностей может быть представлена как

$$F(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{(u-m)^2}{2\sigma^2}} du. \quad (7.7)$$

Известно, что математическое ожидание случайной величины с плотностью вероятностей (7.5) равно

$$M[X] = \int_{-\infty}^{\infty} x \cdot w(x) dx = m,$$

а дисперсия

$$M[(x-\bar{X})^2] = \int_{-\infty}^{\infty} (x-m)^2 \cdot w(x) dx = \sigma^2.$$

Таким образом,  $\sigma$  – среднее квадратичное отклонение.

Если выполнить нормировку, положив  $m=0$  и  $\sigma=1$ , то получим распределение, называемое *стандартным*. В этом случае функция распределения (7.7) имеет вид

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{u^2}{2}} du. \quad (7.8)$$

и называется *интегралом вероятности* или *функцией Лапласа*.

Функция (7.8) равна вероятности того, что случайная величина  $X$  не превысит значения  $x$ , т.е.

$$P\{X < x\} = \Phi(x).$$

Для этой функции справедливы следующие равенства:

$$\Phi(-\infty) = 0, \quad \Phi(0) = 1/2, \quad \Phi(\infty) = 1 \quad \text{и} \quad \Phi(-x) = 1 - \Phi(x).$$

Кроме функции распределения (7.8) широко используется *нормированная функция Лапласа*

$$\Phi_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{u^2}{2}} du. \quad (7.9)$$

Между (7.8) и (7.9) существует простое соотношение

$$\Phi(x) = 0,5 + \Phi_0(x). \quad (7.10)$$

В литературе можно встретить другое выражение для функции распределения вероятностей. В частности, широко используется *функция ошибок erf(x)* (error function), которая вводится следующим образом

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-u^2} du, \quad (7.11)$$

а также *дополнение функции ошибок erfc(x)* (complementary error function)

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-u^2} du. \quad (7.12)$$

Обе функции связаны соотношением

$$\operatorname{erf}(x) + \operatorname{erfc}(x) = 1. \quad (7.13)$$

Еще одной функцией, тесно связанной с  $\Phi(x)$  и в ряде случаев более удобной, является  $Q$ -функция, определяемая как

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{u^2}{2}} du, \quad (7.14)$$

и для нее

$$Q(-x) = 1 - Q(x). \quad (7.15)$$

Кроме того, легко проверить, что  $Q(-\infty) = 1$ ,  $Q(0) = 1/2$ ,  $Q(\infty) = 0$ .

Из сравнения (7.8) и (7.14) ясно, что  $Q(x) = 1 - \Phi(x)$ . В Приложении В приведена краткая таблица значений  $Q(x)$ -функции.

На основании (7.8) – (7.15) можно составить таблицу соотношений для выражения одних функций через другие (табл. 7.1).

Интеграл вероятности и родственные ему функции

Функция	$\Phi(x)$	$\Phi_0(x)$	$\operatorname{erf}(x)$	$\operatorname{erfc}(x)$	$\mathcal{Q}(x)$
$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{u^2}{2}} du$	$\Phi(x)$	$\Phi_0(x) + \frac{1}{2}$	$\frac{1}{2} \left[ 1 + \operatorname{erf} \left( \frac{x}{\sqrt{2}} \right) \right]$	$1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{x}{\sqrt{2}} \right)$	$1 - \mathcal{Q}(x)$
$\Phi_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{u^2}{2}} du$	$\Phi(x) - \frac{1}{2}$	$\Phi_0(x)$	$\frac{1}{2} \operatorname{erf} \left( \frac{x}{\sqrt{2}} \right)$	$\frac{1}{2} \left[ 1 - \operatorname{erfc} \left( \frac{x}{\sqrt{2}} \right) \right]$	$\frac{1}{2} - \mathcal{Q}(x)$
$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-u^2} du$	$2\Phi(x\sqrt{2}) - 1$	$2\Phi_0(x\sqrt{2})$	$\operatorname{erf}(x)$	$1 - \operatorname{erfc}(x)$	$1 - 2\mathcal{Q}(x\sqrt{2})$
$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-u^2} du$	$2 \left[ 1 - \Phi(x\sqrt{2}) \right]$	$1 - 2\Phi_0(x\sqrt{2})$	$1 - \operatorname{erf}(x)$	$\operatorname{erfc}(x)$	$2\mathcal{Q}(x\sqrt{2})$
$\mathcal{Q}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du$	$1 - \Phi(x)$	$\frac{1}{2} - \Phi_0(x)$	$\frac{1}{2} \left[ 1 - \operatorname{erf} \left( \frac{x}{\sqrt{2}} \right) \right]$	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{x}{\sqrt{2}} \right)$	$\mathcal{Q}(x)$

В среде MATLAB содержатся две встроенные функции для вычисления и графического отображения плотности вероятностей нормального распределения **normpdf(x, mu, sigma)** и **pdf('Normal', x, mu, sigma)** (pdf – probability density function). Результаты действия этих М-функций идентичны.

Функция ошибок и дополнение функции ошибок представлены командами **erf(x)** и **erfc(x)** соответственно.

Построим кривую плотности вероятностей, используя команду **normpdf(x, m, sigma)** для  $m=0$  и  $\sigma=1$  (рис. 7.4). Согласно условию нормировки (7.6), площадь под кривой  $w(x)$  равна единице. Затененная площадь на рис. 7.4,а численно равна значению функции  $\Phi(x)$ . Рис. 7.4,б иллюстрирует смысл равенства  $\Phi(-x) = 1 - \Phi(x)$ . Рис. 7.4,в и рис. 7.4,г поясняют приведенные выше соотношения для  $Q$ -функции.

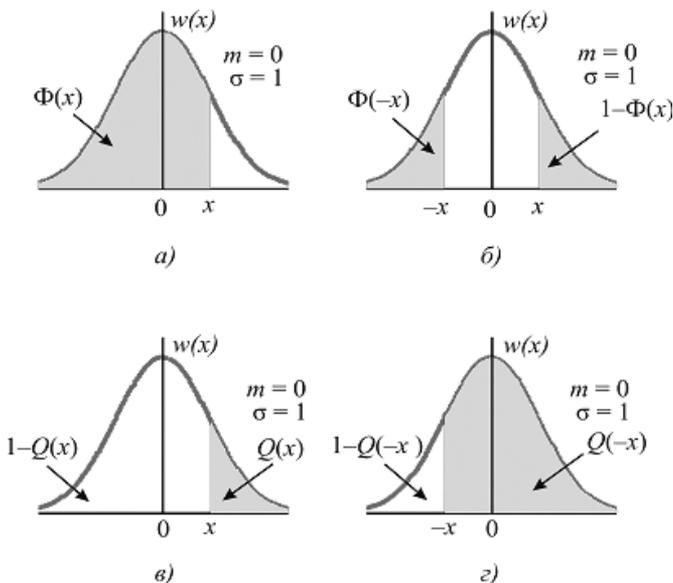


Рис. 7.4. Геометрическая интерпретация интегральных функций

Интегральная функция распределения  $F(x)$  или кумулятивная функция (cdf – cumulative distribution function) (7.7) представлена в MATLAB командой **normcdf(x, mu, sigma)** [13].

Ниже приведен пример, иллюстрирующий применение указанных встроенных функций.

**Пример 7.2.** Исследовать основные характеристики нормальной случайной величины, используя для этого средства MATLAB.

**Решение.** Составим программу для построения графика плотности вероятностей гауссовской случайной величины.

```
%{
Файл-программа для построения графика
плотности вероятностей гауссовской
случайной величины
%}
figure('Color','w')
mu=3; sigma=1;
x=-2:0.01:6;
y=pdf('Normal',x,mu,sigma);
plot(x,y,'r-','LineWidth',2.5), grid on
axis([-2 6.6 0 0.6])
```

Аналогично записывается программа для графического отображения интегральной функции случайной величины

```
%{
Функция кумулятивного распределения
нормальной случайной величины
%}
figure('Color','w')
mu=3; sigma=1;
x=[-4:0.01:7];
y=normcdf(x,mu,sigma);
plot(x,y,'k--','LineWidth',2),grid on
axis([-2 6.6 0 1.2])
```

Результаты работы программ представлены на рис. 7.5. На графиках приведены основные характеристики нормального закона распределения.

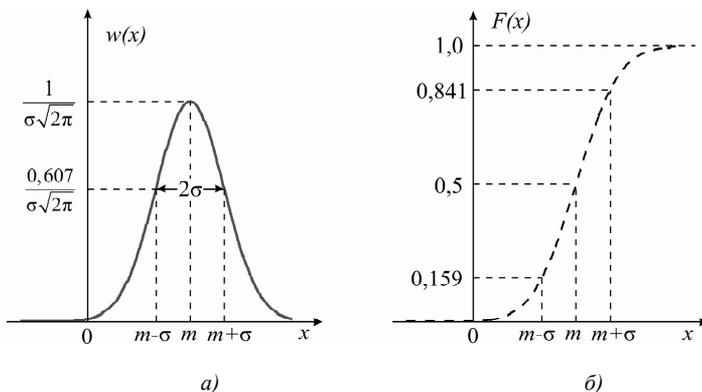


Рис. 7.5. Плотность вероятностей (а) и функция распределения (б) гауссовской случайной величины

**Логарифмически-нормальное распределение.** Вероятностные характеристики сигнала, подверженного медленным замираниями, могут быть получены на основании логарифмически-нормального закона со средним значением  $P_r$  и стандартным отклонением  $\sigma$ . Величина  $P_r$  представляет собой средний уровень сигнала на входе приемника МС, которая удалена на расстояние  $r$  от БС. Она рассчитывается по одной из приведенных выше формул, например, (6.24), (6.38) или (6.41) и выражается в децибелах относительно одного ватта (дБВт) или милливатта (дБм).

Стандартное отклонение  $\sigma$  определяется в результате статистической обработки экспериментальных данных. Обычно в расчетах принимают  $\sigma=6\dots 8$  дБ.

Плотность вероятностей логарифмически-нормального закона представлена выражением (7.4), где случайная величина  $x=10\lg P_{\text{пр}}$  – это уровень сигнала на входе приемника. Допустим, задано некоторое пороговое значение сигнала  $A$ , дБм. Тогда вероятность того, что сигнал превысит пороговое значение, равна

$$P\{x \geq A\} = \int_A^{\infty} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x-P_r)^2}{2\sigma^2}\right] dx.$$

Делаем замену переменной  $z=(x-P_r)/\sigma$ . Новые пределы интегрирования  $z_1=(A-P_r)/\sigma$  и  $z_2=\infty$ . Тогда с учетом (7.14) получаем

$$P\left\{z \geq \frac{A-P_r}{\sigma}\right\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{A-P_r}{\sigma}}^{\infty} e^{-\frac{z^2}{2}} dz = Q\left(\frac{A-P_r}{\sigma}\right). \quad (7.16)$$

Проиллюстрируем применение формулы (7.16) примером.

**Пример 7.3.** Пусть известно, что средний уровень сигнала на расстоянии  $r=12$  км от БС равен  $P_r=-105$  дБм ( $-135$  дБВт), а стандартное отклонение  $\sigma=8$  дБ. Определить вероятность того, что уровень мощности сигнала в точке приема будет превышать значение  $A=-115$  дБм ( $-145$  дБВт).

*Решение.* Согласно (7.16) можно записать

$$P\left\{z \geq \frac{-115 - (-105)}{8}\right\} = Q(-1,25).$$

Используя соотношение (7.15) и таблицу Приложения В, получаем окончательный результат

$$P\{x > A\} = 1 - Q(1,25) = 0,8944.$$

Таким образом, в 89,44 % случаев значение уровня мощности сигнала в 12 км от БС будет превышать уровень  $A=-115$  дБм.

### 7.3. Статистические характеристики быстрых замираний

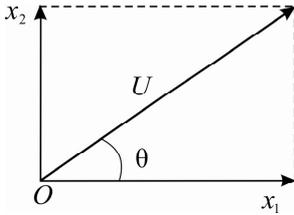
Текущее значение огибающей принимаемого радиосигнала  $r(t)$ , как было отмечено в разд. 7.1, подчиняется распределению Рэлея (Rayleigh).

Для иллюстрации физического смысла рэлеевского распределения рассмотрим две случайные величины  $x_1$  и  $x_2$ , которые имеют гауссовские распределения с нулевым средним и одинаковыми стандартными отклонениями  $\sigma$ .

При условии независимости  $x_1$  и  $x_2$  двумерная плотность вероятностей имеет вид

$$w(x_1, x_2) = w(x_1)w(x_2) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x_1^2}{2\sigma^2}} \cdot \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x_2^2}{2\sigma^2}} = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{x_1^2+x_2^2}{2\sigma^2}}. \quad (7.17)$$

Пара случайных величин  $x_1$  и  $x_2$  приводит к другой паре случайных величин  $U$  и  $\theta$ , как показано на рис. 7.6.



Запишем очевидные равенства, вытекающие из рис. 7.6:

$$U = \sqrt{x_1^2 + x_2^2}, \quad 0 < U < \infty, \quad \theta = \arctg \frac{x_2}{x_1}, \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi \quad (7.18)$$

$$x_1 = U \cdot \cos \theta, \quad x_2 = U \cdot \sin \theta.$$

Рис. 7.6. Переход от  $\{x_1, x_2\}$  к  $\{U, \theta\}$

Для определения совместной плотности вероятностей  $w(U, \theta)$  необходимо осуществить функциональное преобразование, которое переводит случайный вектор  $\{x_1, x_2\}$  в новую случайную совокупность  $\{U, \theta\}$ .

Искомая двумерная плотность вероятностей может быть представлена следующим образом:

$$w(U, \theta) = w(x_1, x_2) |J|, \quad (7.19)$$

где  $J$  – якобиан преобразования.

Как известно [2], якобиан служит коэффициентом пропорциональности между элементарными объемами при функциональных преобразованиях.

С учетом (7.18), можно записать

$$J = \begin{vmatrix} \frac{\partial x_1}{\partial U} & \frac{\partial x_2}{\partial U} \\ \frac{\partial x_1}{\partial \theta} & \frac{\partial x_2}{\partial \theta} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -U \sin \theta & U \cos \theta \end{vmatrix} = U. \quad (7.20)$$

Подставляя в (7.19) выражения (7.17) и (7.20), получаем двумерную плотность вероятностей новых случайных величин:

$$w(U, \theta) = \frac{U}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{U^2}{2\sigma^2}}. \quad (7.21)$$

Чтобы найти одномерные плотности вероятностей для полной фазы и огибающей, необходимо проинтегрировать двумерную плотность (7.21) по  $U$  и  $\theta$ :

$$w(\theta) = \int_0^{\infty} w(U, \theta) dU \quad (7.22)$$

и

$$w(U) = \int_0^{2\pi} w(U, \theta) d\theta. \quad (7.23)$$

Подставляя (7.21) в (7.22), получаем

$$w(\theta) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{U}{\sigma^2} e^{-\frac{U^2}{2\sigma^2}} dU.$$

Замена переменной  $z = U/\sigma$ ,  $dz = dU/\sigma$  приводит к следующему результату:

$$w(\theta) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} z e^{-\frac{z^2}{2}} dz = \frac{1}{2\pi}, \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi, \quad (7.24)$$

поскольку

$$\int_0^{\infty} z e^{-\frac{z^2}{2}} dz = 1.$$

Таким образом, полная фаза узкополосного случайного процесса распределена равномерно в промежутке от 0 до  $2\pi$ .

Поскольку двумерная плотность (7.21) явно не зависит от фазы  $\theta$ , то на основании (7.23) плотность вероятностей огибающей вычисляется совершенно элементарно:

$$w(U) = \int_0^{2\pi} w(U, \theta) d\theta = \frac{U}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{U^2}{2\sigma^2}} \int_0^{2\pi} d\theta = \frac{U}{\sigma^2} e^{-\frac{U^2}{2\sigma^2}}, \quad 0 < U < \infty. \quad (7.25)$$

Закон распределения значений огибающей узкополосного случайного процесса, представленный выражением (7.25), известен под названием *закона Рэлея*.

Из (7.21), (7.24) и (7.25) видно, что

$$w(U, \theta) = w(U) w(\theta),$$

следовательно, огибающая и полная фаза узкополосного случайного процесса в каждый момент времени статистически независимы [2, 13, 17].

Легко проверить, что выполняется условие нормировки

$$\int_0^{\infty} w(U) dU = 1.$$

Интегральная функция распределения вероятностей для рэлеевской величины находится непосредственно из соответствующей плотности вероятностей (7.25), которая легко интегрируется

$$P\{u \leq U\} = F_r(U) = \int_0^U \frac{u}{\sigma^2} e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}} du = 1 - \exp\left(-\frac{U^2}{2\sigma^2}\right). \quad (7.26)$$

Здесь необходимо сделать два замечания. Во-первых, параметр  $\sigma$  в (7.25) и (7.26) не является стандартным отклонением в законе Рэля, а представляет собой стандартные отклонения нормально распределенных величин в (7.17). Во-вторых, в отличие от гауссовских случайных величин, для случайной величины, распределенной по закону Рэля, как математическое ожидание, так и дисперсия зависят от одного и того же параметра  $\sigma$ , в результате чего они не могут изменяться независимо друг от друга.

Формула (7.25) позволяет известными способами вычислить среднее значение и дисперсию [2, 20]

$$M\{U\} = m_U = \int_0^{\infty} U w(U) dU = \int_0^{\infty} \frac{U^2}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{U^2}{2\sigma^2}\right) dU = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}, \quad (7.27)$$

а средний квадрат имеет вид

$$M\{U^2\} = \int_0^{\infty} U^2 w(U) dU = \int_0^{\infty} \frac{U^3}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{U^2}{2\sigma^2}\right) dU = 2\sigma^2.$$

Дисперсия огибающей равна

$$\sigma_U^2 = M\{U^2\} - m_U^2 = 2\sigma^2 - \frac{\pi}{2}\sigma^2 = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right)\sigma^2. \quad (7.28)$$

Обратите внимание, что полученное значение дисперсии отличается от дисперсии  $\sigma^2$  гауссовских случайных величин, из которых получена рассматриваемая рэлеевская величина.

Стандартное отклонение рэлеевской случайной величины определяется как

$$\sigma_U = \sigma \sqrt{\frac{4 - \pi}{2}}.$$

Медиана может быть получена в результате решения уравнения

$$P\{U \leq M_U\} = 100 \int_0^{M_U} w(U) dU = 50\%.$$

После вычислений получаем

$$M_U = 0,832\sqrt{2\sigma^2}.$$

Для вычислений и графического отображения функции (7.25) в среде MATLAB предусмотрены команды **raylpdf(x, sigma)** или **pdf('rayleigh', x, sigma)**.

Составим программу для построения графика функции плотности вероятностей закона Рэлея.

```
%{
Файл-программа для построения графика
плотности вероятностей случайной величины,
распределенной по закону Рэлея
%}
figure('Color','w')
sigma=1;
x=0:0.01:6;
y=pdf('Rayleigh',x,sigma);
plot(x,y,'r-','LineWidth',2.5)
grid on
axis([0 6.6 0 0.7])
%-----
```

На рис. 7.7 приведены результаты работы программы.

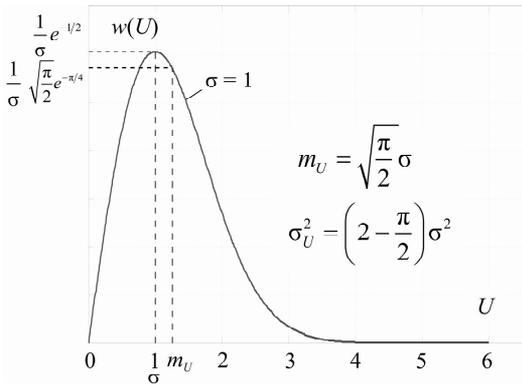


Рис. 7.7. Рэлеевская плотность распределения вероятностей

Следует отметить, что максимум этой функции соответствует стандартному отклонению  $\sigma$ , и что она несимметрична относительно этого значения. Интегральная (кумулятивная) функция распределения (7.26) рассчитывается посредством встроенной  $M$ -функции **cdf('rayleigh', x, sigma)**.

Располагая одномерной плотностью вероятностей, можно решать многие задачи радиосвязи с подвижными объектами, в частности, находить вероятность превышения огибающей некоторого заданного уровня.

#### 7.4. Определение радиуса зоны уверенного приема

Медленные замирания сигнала при движении МС вдоль улиц отображают картину теневых зон, создаваемых близко расположенными зданиями. Уровень принимаемого сигнала, выраженный в децибелах, распределен по нормальному закону (7.4). При этом среднее значение совпадает с медианным, которое превышает в течении 50% времени наблюдения.

В сотовых системах радиосвязи принято усреднять сигнал по двум параметрам: по времени и по местоположению. В этом случае усредненная медианная мощность представляет собой такое значение, которое может превышать в течении 50% времени наблюдения в 50% точек приема, удаленных на расстояние  $r$  от передающей БС.

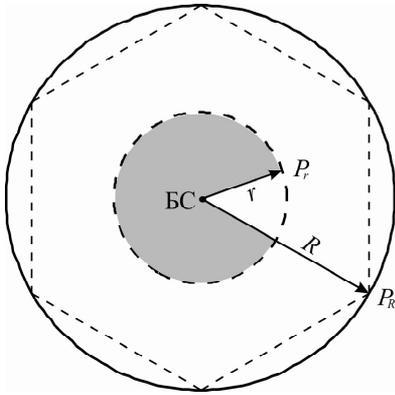


Рис. 7.8. Зона обслуживания радиуса  $r$

Предположим, что на границе ячейки радиуса  $R$ , в центре которой находится БС, средний уровень мощности принимаемого сигнала равен  $P_R$ , дБВт. Выделим в соте некоторую область, очерченную окружностью радиуса  $r$ , как показано на рис. 7.8, и назовем ее условно зоной уверенного приема, поскольку уровень сигнала в этой зоне превышает величину  $P_R$ . На границе выделенной области, т.е. на расстоянии  $r$  от БС, медианный уровень сигнала равен  $P_r$ , причем  $P_r > P_R$ .

Из сказанного следует, что в течении 50% времени сигнал на границе зоны превышает  $P_r$ , а в течении 50% времени находится ниже этой величины. Если окажется, что в этих условиях не обеспечиваются нужные качественные показатели, то для получения надежной связи необходимо увеличить мощность передатчика БС.

Для определения  $P_r$  можно воспользоваться той же методикой, которая применялась при выводе соотношений (6.21) – (6.24).

Действительно, первое уравнение передачи для нисходящей линии БС–МС можно представить в виде

$$P_r = P_{\text{пер БС}} \frac{G_{\text{БС}} \cdot \lambda^2}{16\pi^2 r^2} = P_{\text{пер БС}} \frac{G_{\text{БС}} \cdot \lambda^2}{16\pi^2 r^2 (R^2/R^2)} = P_{\text{пер БС}} \frac{G_{\text{БС}} \cdot \lambda^2}{16\pi^2 R^2} \frac{1}{(r/R)^2}.$$

Обобщая полученное выражение, его можно записать как

$$P_r = P_{\text{пер БС}} \frac{G_{\text{БС}} \cdot \lambda^2}{16\pi^2 R^2} \frac{1}{(r/R)^{\gamma}}$$

или

$$P_r, \text{ дБВт} - P_r, \text{ дБВт} = 10\gamma \lg(R/r), \text{ дБ.} \quad (7.29)$$

Напомним (см. разд. 6.2), что для свободного пространства  $\gamma = 2$ , а для крупного города типа Филадельфии  $\gamma = 3,84$  [19].

Зная закон распределения плотности вероятностей уровня сигнала на границе выделенной зоны

$$w(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x-P_r)^2}{2\sigma^2}\right],$$

можно вычислить вероятность того, что сигнал при медленных замираниях будет не ниже некоторого порогового уровня. Выберем в качестве порогового уровня такое значение, которое соответствует медиане  $P_r$  на границе соты.

Тогда

$$P[x \geq P_R] = \int_{P_R}^{\infty} w(x) dx = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{P_R}^{\infty} \exp\left[-\frac{(x-P_r)^2}{2\sigma^2}\right] dx. \quad (7.30)$$

На рис. 7.9. представлена графическая интерпретация выражения (7.30). Затененная площадь под гауссовской кривой численно равна вероятности того, что уровень сигнала  $x$  на границе зоны превысит пороговую величину  $P_R$ .

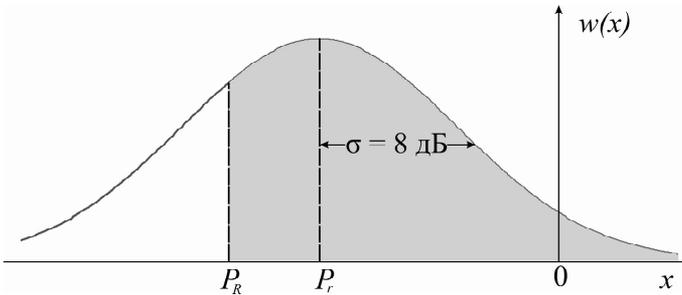


Рис. 7.9. Гауссовское распределение уровня сигнала на границе зоны радиуса  $r$

Интеграл (7.30) можно преобразовать по аналогии с выражением (7.16). В самом деле, замена переменной  $z = (x - P_r)/\sigma$  дает

$$P\left\{z \geq \frac{P_R - P_r}{\sigma}\right\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{P_R - P_r}{\sigma}}^{\infty} e^{-\frac{z^2}{2}} dz = Q\left(\frac{P_R - P_r}{\sigma}\right) = k. \quad (7.31)$$

Поскольку  $P_R < P_r$ , то вероятность (7.31) удобнее выразить следующим образом:

$$k = Q\left(-\frac{P_r - P_R}{\sigma}\right) = 1 - Q\left(\frac{P_r - P_R}{\sigma}\right). \quad (7.32)$$

Рассмотрим пример, поясняющий технику вычисления размеров зоны обслуживания с заданными статистическими характеристиками.

**Пример 7.4.** Определить радиус зоны уверенного приема, на границе которого 90% значений сигнала превышают  $P_R$ , если показатель затухания  $\gamma = 3,84$ , стандартное отклонение  $\sigma = 8$  дБ и радиус соты  $R = 12$  км.

*Решение.* Для вероятности  $k = 0,9$  согласно (7.32) получаем

$$Q\left(\frac{P_r - P_R}{\sigma}\right) = 0,1.$$

По таблице  $Q$ -функций в Приложении В, используя линейную интерполяцию, находим, что

$$(P_r - P_R)/\sigma = 1,282,$$

откуда

$$P_r - P_R = 10,256 \text{ дБ.}$$

Принимая во внимание соотношение (7.29), запишем

$$10\gamma \lg(R/r) = 10,256 \text{ дБ}$$

или

$$R/r = 10^{10,256/10\gamma} = 1,849.$$

Таким образом,  $r = 0,54R$ . Принимая во внимание, что по условию  $R = 12$  км, получаем  $r = 6,48$  км. Полученные соотношения позволяют решить и обратную задачу: при заданных размерах зоны  $r$  и соты  $R$  определить, с какой вероятностью на границе зоны будет превышать значение уровня  $P_R$ .

## ГЛАВА 8

# АНТЕННЫ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ СОТОВОЙ СЕТИ

### 8.1. Основные типы антенн

Подсистема базовых станций сотовой сети включает в себя приемопередающие БС, число которых определяется количеством сот в пределах зоны обслуживания. Все базовые станции разделены на группы, каждой группой управляет контроллер базовых станций. Взаимодействие базовых станций с мобильными станциями в соте и центром коммутации сотовой сети было рассмотрено в гл. 1. Кроме того, все процедуры по установлению связи и управлению работой подсистем подробно описаны в многочисленных публикациях [10, 12, 16, 21].

Остановимся на особенностях антенных систем базовых станций, посредством которых осуществляется радиосвязь с мобильными станциями в соте. Как показала практика, эффективность работы системы мобильной связи в значительной степени зависит от технических характеристик антенных систем, которыми оборудованы базовые станции сети.

На рис. 8.1 представлена типичная БС сотовой сети. Она состоит из опоры, антенных систем и контейнера, где размещаются приемопередающая аппаратура, источники электропитания и др. [16].

В зависимости от емкости и топологии сотовой сети, а также требований к качественным показателям, применяются различные типы антенных систем БС. В настоящее время на БС используют в основном три варианта антенных систем.

1. Всенаправленная (omnidirectional) антенная система, обеспечивающая равномерное излучение электромагнитной энергии в пределах соты.

2. Трехсекторная антенная система, состоящая из трех панельных антенн. Каждая антенна обслуживает свой сектор, угловые размеры которого составляют  $120^\circ$ .

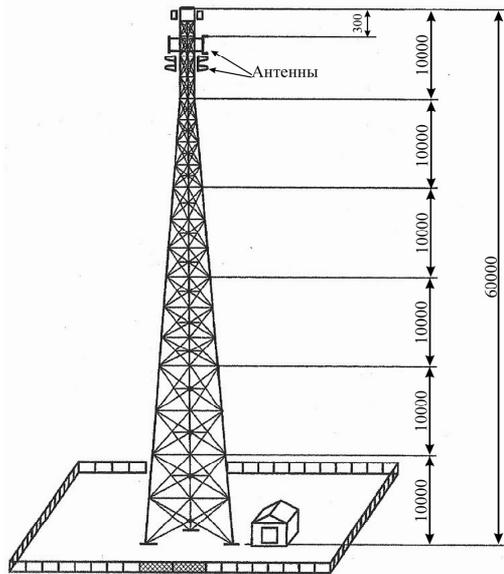


Рис. 8.1. Внешний вид опоры, антенных систем и контейнера с аппаратурой

3. Шестисекторная антенная система, которая предполагает разделение соты на шесть секторов. Каждая антенна обслуживает свой сектор, угловые размеры которого составляет  $60^\circ$ .

Всенаправленная коллинеарная антенна с вертикальной поляризацией представляет собой набор полуволновых вибраторов, расположенных соосно. Всенаправленные антенны, как правило, устанавливают на вершинах мачт, вследствие чего они подвержены влиянию существенных ветровых нагрузок. В связи с этим особое внимание уделяется прочности их конструкции. Материалом для изготовления антенны служит латунь или медь.

Антенна может быть установлена с помощью крепежных хомутов двумя способами:

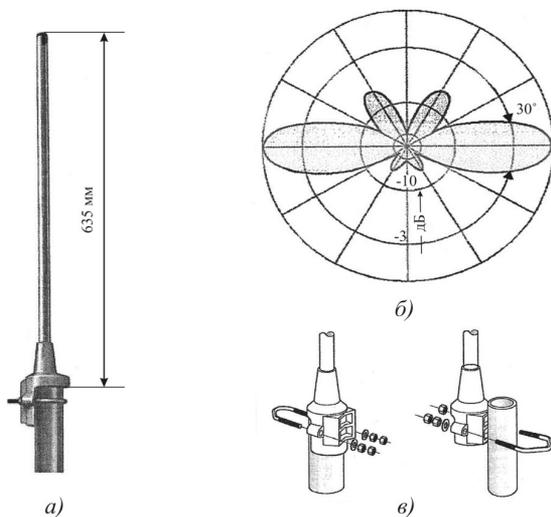


Рис. 8.2. Всенаправленная антенна (а), диаграмма направленности в вертикальной плоскости (б), элементы крепления (в)

а) на торце мачты из стальной трубы диаметром 30 – 54 мм, причем ВЧ-кабель, питающей антенну, располагается внутри трубы;

б) сбоку трубы диаметром 50 – 105 мм, ВЧ-кабель располагается вдоль трубы снаружи.

На рис. 8.2 представлена всенаправленная антенна на мачте и способы ее крепления.

Антенна заземляется по всей ее длине медной шиной сечением не менее 22 кв. мм.

Основные характеристики, присущие всем моделям

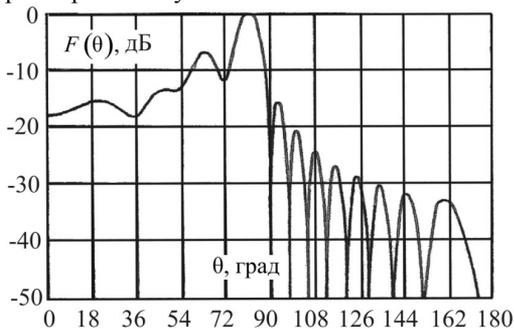
всенаправленных коллинеарных антенн, представлены в табл. 8.1.

Таблица 8.1

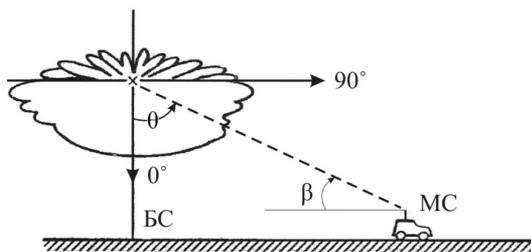
Общие характеристики всенаправленных антенн

Параметры антенны	Значения параметров
Диапазон частот, МГц	890...960
Усиление, дБи	5
КСВН	Не более 1,5
Входное сопротивление, Ом	50
Тип поляризации	Вертикальная
Максимальная подводимая мощность, Вт	250
Масса, кг	0,9
Диаметр, мм	21
Максимальная скорость ветра, км/ч	200

Пространственная диаграмма направленности (ДН) всенаправленной антенны представляет собой тело вращения вокруг вертикальной оси. На рис. 8.3 представлено сечение ДН такой антенны вертикальной плоскостью, проходящей через вертикальную ось.



а)



б)

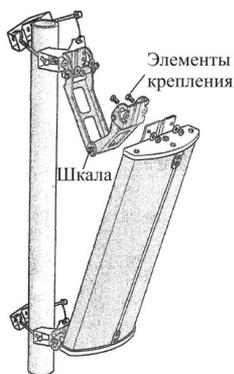
Рис. 8.3. Диаграмма направленности всенаправленной антенны в прямоугольных (а) и полярных (б) координатах

В горизонтальной плоскости ДН представляет собой окружность, радиус которой зависит от угла  $\theta$ .

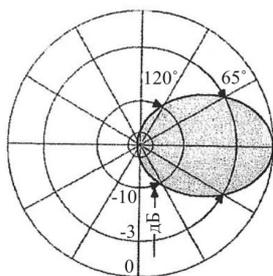
Секторная панельная антенна представляет собой плоскую решетку, состоящую из однотипных эквидистантных излучателей, защищенных от внешней среды радиопрозрачным кожухом из фибергласа.

Общий вид панельной антенны на мачте представлен на рис 8.4.

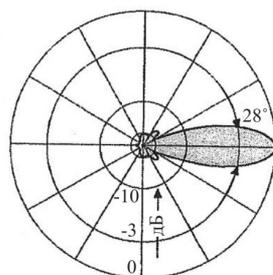
Основные технические характеристики типичной панельной антенны сведены в табл. 8.2.



а)



Горизонтальная плоскость



Вертикальная плоскость

б)

Рис. 8.4. Монтаж антенны на мачте (а) и типичные диаграммы направленности в двух плоскостях (б)

Таблица 8.2

### Общие характеристики панельных антенн

Параметры антенны	Значения параметров
Диапазон частот, МГц	870...960
Усиление, дБи	$2 \times 12,5$
КСВН	Не более 1,5
Входное сопротивление, Ом	50
Тип поляризации	$+45^\circ / -45^\circ$
Ширина луча на уровне половинной мощности	Вертикальная $28^\circ$ Горизонтальная $65^\circ$
Максимальная подводимая мощность, Вт	250
Подавление обратного излучения, дБ	30
Масса, кг	7,5
Максимальная скорость ветра, км/ч	200

Необходимый наклон луча достигается механическим средством при закреплении панельной антенны на мачте. Кроме того, предусмотрена возможность электрического регулирования наклона луча до  $19^\circ$  от горизонтали. Следует отметить, что одной из наиболее актуальных задач, стоящих перед разработчиками антенн БС сотовых систем, является создание излучающих систем с электрическим управлением положения главного лепестка ДН в пространстве. Такое управление дает возможность значительно эффективнее использовать излучаемую энергию в пределах соты, распределяя ее в пространстве и во времени наиболее рациональным способом.

Электрическое управление позволяет изменять форму ДН антенны БС с большой скоростью, что дает возможность производить перестройку по любой программе, как разработанной заранее, так и создаваемой в процессе обмена информацией между БС и МС.

Антенные решетки, обладающие подобными свойствами, называют адаптивными или интеллектуальными антеннами (Smart Antennas). Улучшения эксплуатационных характеристик сети на основе применения адаптивных антенн можно добиться за счет:

- уменьшения влияния внутрисистемных помех при приеме сигналов от подвижных объектов;
- изменения формы ДН в целях создания оптимального покрытия;
- улучшения электромагнитной обстановки в зоне покрытия.

Полагают, что в следующем поколении ССПР адаптивные антенные системы станут неотъемлемой частью БС.

## 8.2. Линейные антенные решетки с равноамплитудным и синфазным возбуждением

Для получения направленного излучения в панельных антеннах используются системы слабонаправленных излучателей, определенным образом расположенных в пространстве.

Высокая направленность панельной антенны достигается за счет определенной ориентации одинаковых излучающих элементов и возбуждения их токами с требуемым распределением амплитуд и фаз. Подобные системы излучателей называют *антенными решетками* (АР). В зависимости от расположения элементов различают линейные, поверхностные и объемные решетки. В сотовых сетях на БС применяются прямолинейные и плоские АР.

Простейшей является *линейная АР*, в которой излучающие элементы располагаются вдоль прямой, называемой *осью решетки*, на равных расстояниях друг от друга. Расстояние  $d$  между фазовыми центрами излучателей называют *шагом решетки*. Линейная решетка помимо самостоятельного значения может использоваться в качестве излучающего элемента плоской АР.

**Характеристики направленности антенны.** Напомним некоторые определения и термины [14, 27], которые будут использоваться в дальнейшем. По определению точечный изотропный излучатель является абсолютно ненаправленным. Но это, конечно, абстракция: любая реальная антенна хотя бы немного направленная.

Функция, описывающая характеристику направленности, называется *функцией направленности*, а ее графическое изображение – *диаграммой направленности* антенны.

Исследуя направленные свойства антенны, полагают, что антенна находится в центре  $O$  сферы, а точка наблюдения  $M$  расположена на поверхности этой сферы (рис. 8.5). Сферические координаты точки наблюдения (приема сигнала): дальность  $r$ , азимут  $\varphi$ , зенитный угол  $\theta$  или угол места  $\beta = 90^\circ - \theta$ .

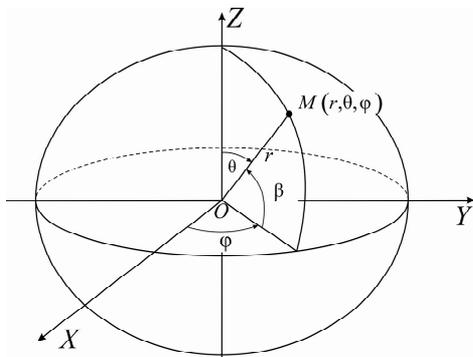


Рис. 8.5. Сферические координаты точки наблюдения

Для определения пространственной ДН антенны устанавливаются зависимость комплексной амплитуды напряженности поля  $\dot{E}_m$  от угловых координат точки наблюдения  $\theta, \varphi$  при условии, что  $r = \text{const}$ . Комплексная амплитуда  $\dot{E}_m$  имеет модуль и аргумент. Кроме того, волна характеризуется поляризацией. Следовательно, диаграммы направленности могут быть амплитудными, фазовыми и поляризационными.

Обычно интересуются амплитудными ДН, которые, в свою очередь, подразделяется на ДН по напряженности поля  $f(\theta, \varphi)$  и по мощности  $f^2(\theta, \varphi)$ .

Таким образом, ДН представляет собой некоторую поверхность  $f(\theta, \varphi)$  в сферических координатах. Для удобства исследований рассматривают сечения объемной ДН двумя перпендикулярными плоскостями, проходящими через направление максимального излучения. Одна из них совпадает с вектором  $\mathbf{E}$ , а другая с вектором  $\mathbf{H}$ . При вертикальной поляризации говорят о ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях.

Следует отметить, что все сказанное справедливо для так называемой дальней зоны или зоны Фраунгофера [27]. Считается, что в дальней зоне отсутствует продольная составляющая электрического и магнитного полей. Векторы  $\mathbf{E}$  и  $\mathbf{H}$  перпендикулярны друг другу и направлению распространения волны. Все это приводит к значительному упрощению вычислений.

С другой стороны, в ближней (зоне Френеля) и промежуточной зоне расчет поля существенно сложнее ввиду невозможности принять приведенные выше допущения. В этих зонах на монотонное убывание поля по закону  $1/r$  накладывается осциллирующее амплитудное затухание, а угловая зависимость величин поля оказывается зависящей и от  $r$ , т.е. ДН здесь искажается. Тем не менее, в ряде случаев возникает необходимость вычисления поля в ближней и промежуточной зонах. Например, при количественной оценке эффектов взаимной связи между близко расположенными на мачте антеннами, а также при учете влияния поля антенны на обслуживающий персонал.

**Множитель антенной решетки.** Рассмотрим линейную эквидистантную АР, элементы которой расположены вдоль оси  $OZ$  (рис.8.6). Токи во всех элементах равны по амплитуде, а для сдвига по фазе между токами соседних элементов  $\Delta\psi$  выполняется условие  $\Delta\psi=0$ . В качестве элементов используются точечные ненаправленные излучатели.

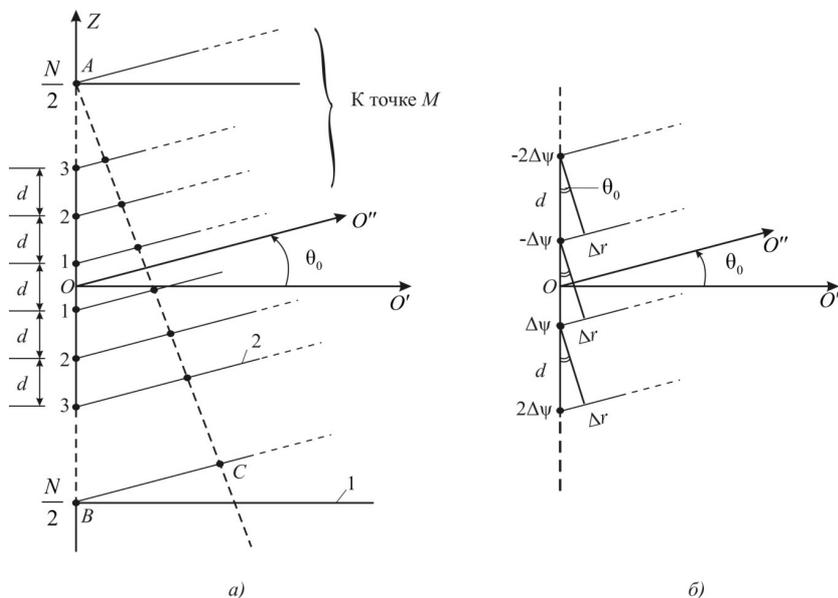


Рис. 8.6. Линейная решетка излучателей

Пусть удаленная точка приема  $M$  такова, что лучи, направленные к ней от  $N$  излучателей можно считать параллельными. Если токи у всех излучателей имеют одинаковые фазы (синфазный режим), то в направлении  $OO'$  все излучатели создают поля одинаковой фазы и суммарное поле имеет максимальное значение (рис. 8.6, а).

В произвольном направлении, образующем угол  $\theta$  с нормалью к осевой линии решетки, напряженность поля равна сумме векторов

$$E = E_1 + E_2 + \dots + E_N. \quad (8.1)$$

Напряженность поля, создаваемая  $n$ -м излучателем, определяется рекуррентным соотношением

$$E_n = E_{n-1} e^{ikd \sin \theta}, \quad (8.2)$$

где  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число свободного пространства;  $d$  – расстояние между элементами решетки.

Подставляя (8.2) в (8.1), после очевидных преобразований находим [27]:

$$E = Af_1(\theta) f_p(\theta), \quad (8.3)$$

где  $A$  – коэффициент, не зависящий от  $\theta$ ;  $f_1(\theta)$  – функция, характеризующая направленные свойства одного излучателя.

Линейка излучателей создает в дальней зоне электромагнитное поле со сферическим фронтом волны, центр которой (фазовый центр) совпадает со

средней точкой линейки. Функция  $f_p(\theta)$  характеризует направленные свойства системы из  $N$  излучателей. Эту функцию называют *множителем решетки*:

$$f_p(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{Nkd}{2}\sin\theta\right)}{\sin\left(\frac{kd}{2}\sin\theta\right)}. \quad (8.4)$$

Если каждый элемент решетки представляет собой точечный ненаправленный излучатель, то функция (8.4) является ДН антенной системы.

**Режим нормального излучения.** Этот режим отличается тем, что максимум излучения ориентирован по нормали к оси решетки.

Для исследования основных свойств множителя решетки составим в среде MATLAB файл-программу **proba5.m**, представленную в **Листинге 8.1**.

**Листинг 8.1.** Файл-программа **proba5.m** для исследования множителя линейной решетки

```
%{
График множителя линейной решетки
в прямоугольной системе координат
%}
lambda=0.33; k=2*pi/lambda; d=0.5*lambda;
N=6; % Число этажей (рядов)
x0=pi/3; % Угол поворота главного лепестка
x=[-3*pi/2:0.0013*pi:3*pi/2] % Угол theta
% Множитель решетки
fp=abs(sin(k*N*d*(sin(x)-sin(x0))/2)./sin(k*d*(sin(x)-
sin(x0))/2));
plot(x,fp,'k-','LineWidth',2),grid on
set(gca,'Xgrid','on')
set(gca,'xtick',[-3*pi/2 -pi -pi/2 0 pi/2 pi 3*pi/2])
set(gca,'FontName','Symbol')
set(gca,'XTickLabel','-3p/2| -p| -p/2| 0| p/2| p| 3p/2|')
axis([-3*pi/2 3*pi/2 0 7])
%-----
% Множитель решетки в полярной системе координат
figure
hpolar=polar(x,fp,'k-');
set(hpolar,'LineWidth',2);
```

На рис. 8.7а представлена зависимость множителя решетки от угла  $\theta$  для случая  $d = \lambda/2$  и  $N = 6$  в прямоугольной системе координат.

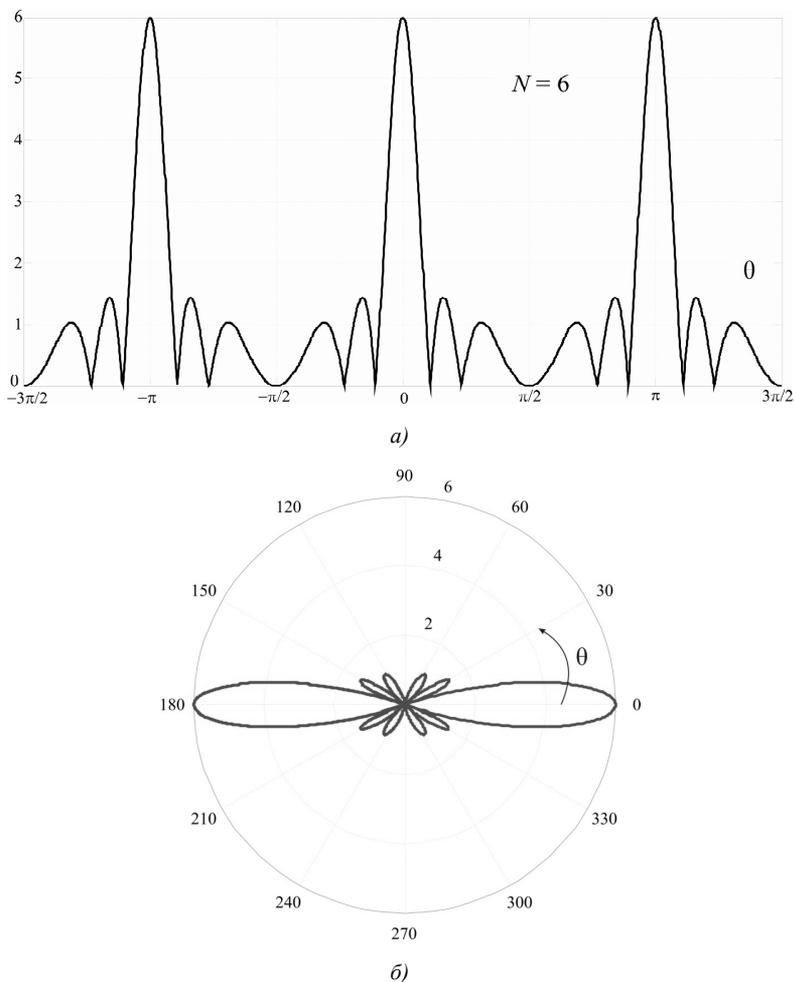


Рис. 8.7. Множитель линейной решетки в прямоугольной (а) и полярной (б) системах координат

Функция (8.4) является периодической и симметричной относительно  $\theta=0$ . Главные максимумы ее расположены при  $\theta=0; \pm\pi$  и т.д. Максимальное значение равно  $N$ , поэтому нормированный множитель решетки может быть записан в виде

$$F_{\text{реш}}(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{Nkd}{2}\sin\theta\right)}{N \sin\left(\frac{kd}{2}\sin\theta\right)}. \quad (8.5)$$

Ширина основного лепестка ДН по первым нулям определяется по формуле

$$\Delta\theta_0 \approx 2\lambda/Nd, \text{ рад.} \quad (8.6)$$

Ширину ДН по половинной мощности можно найти по приближенной формуле

$$\Delta\theta_{0,5} \approx 0,89\lambda/Nd, \text{ рад.} \quad (8.7)$$

Между соседними главными лепестками размещаются  $(N - 2)$  боковых лепестков и, следовательно,  $(N - 1)$  нулей.

На рис. 8.7,б представлен график множителя решетки в полярной системе координат. Хорошо видна симметрия ДН относительно оси решетки и плоскости, перпендикулярной оси. Соответствующая пространственная ДН представляет собой поверхность вращения кривой, изображенной на рис. 8.7,б, вокруг оси решетки.

### 8.3. Линейные антенные решетки с равноамплитудным возбуждением и линейным изменением фазы

В этом случае максимум излучения отклоняется от нормали на угол  $\theta_0$ , при котором разность хода лучей от излучателей  $\Delta r$  компенсируется сдвигом фаз между токами в соседних элементах  $\Delta\psi$  (рис. 8.6,б). При этом справедливо следующее соотношение

$$\Delta\psi = kd\sin\theta_0. \quad (8.8)$$

Такой метод возбуждения элементов решетки называют *режимом наклонного излучения*.

Множитель решетки для режима наклонного излучения имеет вид

$$f_p(\theta) = \left| \frac{\sin \left[ \frac{Nkd}{2} (\sin\theta - \sin\theta_0) \right]}{\sin \left[ \frac{kd}{2} (\sin\theta - \sin\theta_0) \right]} \right|. \quad (8.9)$$

Рис. 8.8,а иллюстрирует ДН линейной решетки в прямоугольной системе координат при угле наклона максимального излучения  $\theta_0 = \pi/6$ . Диаграмма направленности линейной решетки в режиме наклонного излучения представляет собой поверхность вращения в виде конуса, ось которого совпадает с осью  $OZ$ . Подобную диаграмму называют *воронкообразной*. На рис. 8.8,б представлено сечение воронкообразной ДН вертикальной плоскостью, проходящей через ось  $OZ$ .

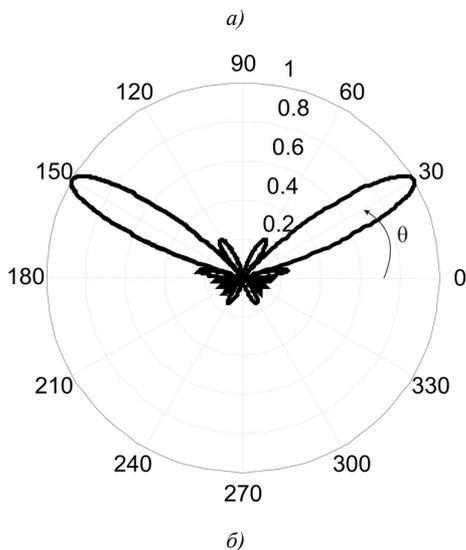
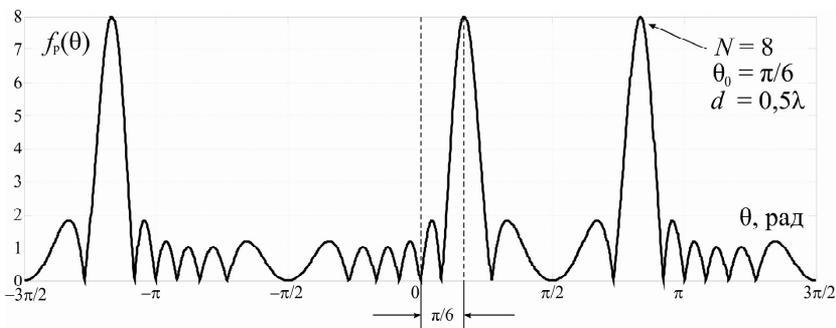


Рис. 8.8. Множитель решетки в прямоугольной (а) и полярной (б) системах координат

Файл-программа **proba5.m** представляет собой удобный инструмент для исследования зависимости формы ДН линейной решетки от параметров  $N$ ,  $d$  и  $\theta_0$ . При большой ширине луча ДН лучи сливаются вместе.

#### 8.4. Плоская антенная решетка

Панельная антенна БС (см. рис. 8.4) представляет собой плоскую антенную решетку, показанную на рис. 8.9.

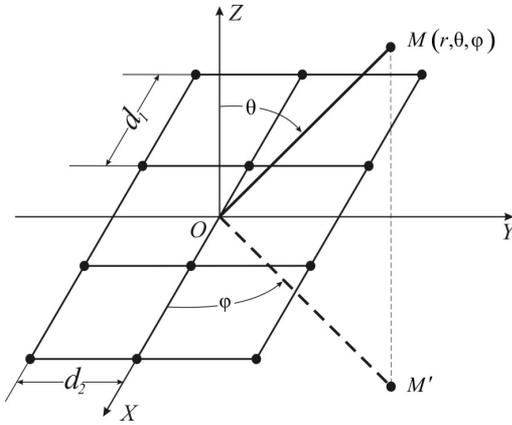


Рис. 8.9. Плоская решетка излучателей

Точечные ненаправленные излучатели располагаются в плоскости  $XOY$  в узлах прямоугольной сетки. Будем считать решетку эквидистантной с шагом  $d_1$  вдоль оси  $OX$  и  $d_2$  вдоль оси  $OY$ . Пусть решетка состоит из  $N_1$  рядов элементов, параллельных оси  $OY$ , а каждый ряд состоит из  $N_2$  излучателей.

Электromагнитное поле исследуется в удаленной точке  $M$ , имеющей координаты  $x_M = r \sin \theta \cos \varphi$ ,  $y_M = r \sin \theta \sin \varphi$

и  $z_M = r \cos \theta$  в прямоугольной системе координат.

Тогда множитель решетки имеет вид [27]:

$$f_p(\theta, \varphi) = \left| \frac{\sin \left[ \frac{N_1}{2} (kd_1 \sin \theta \cos \varphi - \Delta \psi_1) \right]}{\sin \left[ \frac{1}{2} (kd_1 \sin \theta \cos \varphi - \Delta \psi_1) \right]} \right| \times \left| \frac{\sin \left[ \frac{N_2}{2} (kd_2 \sin \theta \sin \varphi - \Delta \psi_2) \right]}{\sin \left[ \frac{1}{2} (kd_2 \sin \theta \sin \varphi - \Delta \psi_2) \right]} \right|. \quad (8.10)$$

Необходимые фазовые сдвиги между токами соседних элементов одного ряда  $\Delta \psi_2$  и токами элементов соседних рядов  $\Delta \psi_1$  определяются из следующих соотношений:

$$\begin{aligned} \Delta \psi_1 &= kd_1 \sin \theta_0 \cos \varphi_0, \\ \Delta \psi_2 &= kd_2 \sin \theta_0 \sin \varphi_0, \end{aligned} \quad (8.11)$$

где  $\theta_0, \varphi_0$  – углы, соответствующие направлению максимального излучения.

При  $\Delta \psi_1 = 0$  и  $\Delta \psi_2 = 0$  (синфазная решетка) максимум излучения ориентирован по нормали к плоскости решетки. Излучение в нижнее полупространство устраняется обычно либо выбором однонаправленных излучающих элементов, либо с помощью экранов.

Если провести через ось  $OZ$  (см. рис. 8.9) плоскость, образующую угол  $\varphi_0$  с осью  $OX$ , то нормированный множитель решетки в этой плоскости получим, положив в (8.10)  $\varphi = \varphi_0$  с учетом (8.11). Его можно записать следующим образом

$$F_p(\theta, \varphi_0) = \frac{1}{N_1} \left| \frac{\sin \left[ \frac{N_1}{2} k d_1 \cos \varphi_0 (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]}{\sin \left[ \frac{k d_1}{2} \cos \varphi_0 (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]} \right| \times \frac{1}{N_2} \left| \frac{\sin \left[ \frac{N_2}{2} k d_2 \sin \varphi_0 (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]}{\sin \left[ \frac{k d_2}{2} \sin \varphi_0 (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]} \right|. \quad (8.12)$$

Если подставив в (8.12)  $\varphi_0 = 0$ , получим диаграмму направленности решетки в плоскости  $XOZ$  :

$$F_p(\theta, 0) = \frac{1}{N_1} \left| \frac{\sin \left[ \frac{N_1}{2} k d_1 (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]}{\sin \left[ \frac{k d_1}{2} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]} \right|, \quad (8.13)$$

а при  $\varphi_0 = \pi/2$  – диаграмму направленности в плоскости  $YOZ$

$$F_p\left(\theta, \frac{\pi}{2}\right) = \frac{1}{N_2} \left| \frac{\sin \left[ \frac{N_2}{2} k d_2 (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]}{\sin \left[ \frac{k d_2}{2} (\sin \theta - \sin \theta_0) \right]} \right|. \quad (8.14)$$

Изложенное выше позволяет сделать следующие выводы.

1. Главный максимум ДН плоской решетки можно повернуть на любой угол к нормали в пределах определенного телесного угла ( $-\pi/2 < \theta_0 < \pi/2$ ) и ( $0 < \varphi_0 < 2\pi$ ).

2. Из сравнения (8.13) с (8.9) следует, что в плоскости  $XOZ$  ДН плоской решетки совпадает с ДН линейной решетки, которая содержит  $N_1$  элементов, размещенных с шагом  $d_1$ .

3. В плоскости  $YOZ$  ДН плоской решетки идентична ДН линейной решетки с параметрами  $N_2$  и  $d_2$ .

Для графической иллюстрации полученных выше соотношений в среде MATLAB воспользуемся **Листингом 8.2**.

**Листинг 8.2.** Файл-программа **proba6.m** для исследования основных свойств множителя плоской решетки

```
% {
    Множитель плоской решетки
    в трехмерном пространстве
% }
    figure('Color','w')
    lambda=0.33;    k=2*pi/lambda;    d1=0.5*lambda;    N1=4;
                    d2=0.5*lambda;    N2=4;
    X0=pi/6;        Y0=pi/6;
    [X,Y]=meshgrid(-pi/2:pi/81.2:3*pi/2);
```

```

fp1=(1/N1)*sin(k*N1*d1*(sin(X).*cos(Y)-
sin(X0).*cos(Y0))/2)./sin(k*d1*(sin(X).*cos(Y)-sin(X0).*cos(Y0))/2);
fp2=(1/N2)*sin(k*N2*d2*(sin(X).*sin(Y)-
sin(X0).*sin(Y0))/2)./sin(k*d2*(sin(X).*sin(Y)-sin(X0).*sin(Y0))/2);
Z=abs(fp1.*fp2);
surf(X,Y,Z)
colormap(white)
xlabel('X','FontSize',15), ylabel('Y','FontSize',15),
zlabel('Z','FontSize',15),
set(gca,'Visible','off')
%-----

```

На рис. 8.10 представлен результат работы программы **proba6.m**.

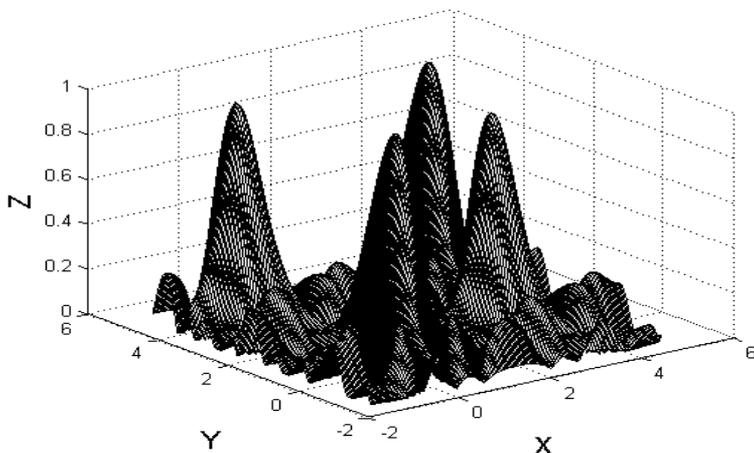


Рис. 8.10. График функции  $F_p(\theta, \varphi)$  в прямоугольной системе координат

## 8.5. Плоская антенная решетка с направленными излучателями

В панельных антеннах на БС мобильной сети (см. рис. 8.4) используются слабонаправленные излучатели, а также экраны, позволяющие придавать лучу нужное направление.

Согласно принципу перемножения [27], диаграмма направленности всей антенны равна произведению диаграмм направленности отдельных составляющих, а именно:

$$F(\theta, \varphi) = F_1(\theta, \varphi) \cdot F_{\text{рф}}(\theta, \varphi) \cdot F_p(\theta, \varphi), \quad (8.15)$$

где  $F_1(\theta, \varphi)$  – нормированная диаграмма направленности отдельно взятого излучателя;  $F_{\text{рф}}(\theta, \varphi)$  – функция, определяющая влияние плоского металлического экрана (аперидического рефлектора);  $F_p(\theta, \varphi)$  – нормированный множитель решетки.

В панельных антеннах в качестве излучающих элементов обычно используются симметричные вибраторы. В качестве экрана применяется лист металла прямоугольной формы, устанавливаемый на расстоянии  $d = \lambda/4$  от решетки с излучателями. Множитель решетки представляет собой одно из выражений (8.12) – (8.14).

Таким образом, функция (8.15) дает представление о направленности излучения антенны. Помимо этого, принято пользоваться интегральными характеристиками направленности в виде чисел, получивших название коэффициента направленного действия (КНД) и коэффициента усиления (КУ). Коэффициентом направленного действия называется число, равное отношению интенсивности излучения в данном направлении к среднему значению интенсивности излучения по всем направлениям.

Согласно данному определению

$$D = \frac{4\pi F^2(\theta_0, \varphi_0)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\varphi d\theta}, \quad (8.16)$$

где  $\theta_0$  и  $\varphi_0$  – углы, характеризующие направление, в котором определяется  $D$ .

Обычно, если нет специальных оговорок, под КНД и КУ понимают их максимальные значения, соответствующие направлению главного максимума ДН антенны.

Таким образом, справедливы равенства

$$D(\theta, \varphi) = D \cdot F^2(\theta, \varphi) \quad \text{и} \quad G(\theta, \varphi) = \eta \cdot D(\theta, \varphi), \quad (8.17)$$

где  $D$  – максимальное значение КНД;  $\eta$  – КПД антенны. Часто КНД выражают в децибелах

$$10 \lg D = D, \text{ дБи.}$$

Например, для симметричного вибратора ( $2l = \lambda/2$ ) имеем

$$D = 1,64 \text{ или } D = 2,15 \text{ дБи.}$$

В том случае, когда подынтегральная функция  $F(\theta, \varphi)$  в (8.16) не выражается аналитически, а приводится в виде графика или имеет сложную структуру, то интегрирование может быть выполнено одним из приближенных методов, что связано с известными математическими трудностями. Поэтому обычно для расчета КНД пользуются приближенной формулой

$$D = \frac{4\pi}{2\Delta\theta_{0,5} \cdot 2\Delta\varphi_{0,5}}, \quad (8.18)$$

где  $2\Delta\theta_{0,5}$  и  $2\Delta\varphi_{0,5}$  – значения ширины главного лепестка ДН в двух основных ортогональных плоскостях по уровню половинной мощности.

**Пример 8.1.** Определить КНД антенны БС, если  $2\Delta\theta_{0,5} = 28^\circ$  и  $2\Delta\varphi_{0,5} = 65^\circ$  (см. табл. 8.2).

*Решение.* Пересчитываем значения углов из градусной меры в радианную:

$$2\Delta\theta_{0,5} = \frac{28 \cdot \pi}{180} = 0,49 \text{ рад и } 2\Delta\varphi_{0,5} = \frac{65 \cdot \pi}{180} = 1,13 \text{ рад.}$$

Согласно (8.18), коэффициент направленного действия антенны в направлении главного максимума диаграммы направленности равен

$$D = \frac{4\pi}{0,49 \cdot 1,13} = 22,7 \quad \text{или} \quad D = 13,5 \text{ дБи.}$$

**Диаграммы направленности симметричного вибратора.** Как уже отмечалось, в качестве направленного излучателя в антенной решетке обычно используется симметричный вибратор (СВ). Все элементы решетки ориентированы в пространстве одинаково. При вертикальном расположении СВ его ненормированная ДН в вертикальной плоскости может быть записана в виде

$$f(\theta) = \frac{\cos(kl \sin \theta) - \cos kl}{\cos \theta}, \quad (8.19)$$

где  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число свободного пространства;  $\theta$  – угол, отсчитываемый от нормали к вибратору;  $2l$  – длина вибратора. Нормированная ДН СВ определяется выражением

$$F(\theta) = \frac{f(\theta)}{f_m(\theta)},$$

где  $f_m(\theta) = 1 - \cos kl$  – максимальное значение функции (8.19) при  $\theta = 0^\circ$ .

Следовательно,

$$F(\theta) = \frac{1}{1 - \cos kl} \frac{\cos(kl \sin \theta) - \cos kl}{\cos \theta}.$$

Для полуволнового СВ ( $2l = \lambda/2$ ) нормированная ДН имеет вид

$$F(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right)}{\cos \theta}. \quad (8.20)$$

На рис. 8.11 приведены диаграммы направленности СВ в вертикальной плоскости при различных значениях соотношения  $l/\lambda$ .

Пока полная длина СВ ( $2l$ ) не превосходит величины  $1,25\lambda$ , максимум диаграммы излучения перпендикулярен оси вибратора. При  $2l \leq \lambda$  в диаграмме отсутствуют боковые лепестки, а уже при  $2l = 3\lambda/2$  максимумы диаграммы смещены примерно на  $45^\circ$  к перпендикуляру к оси вибратора. Излучение вдоль оси вибратора отсутствует при любых длинах СВ.

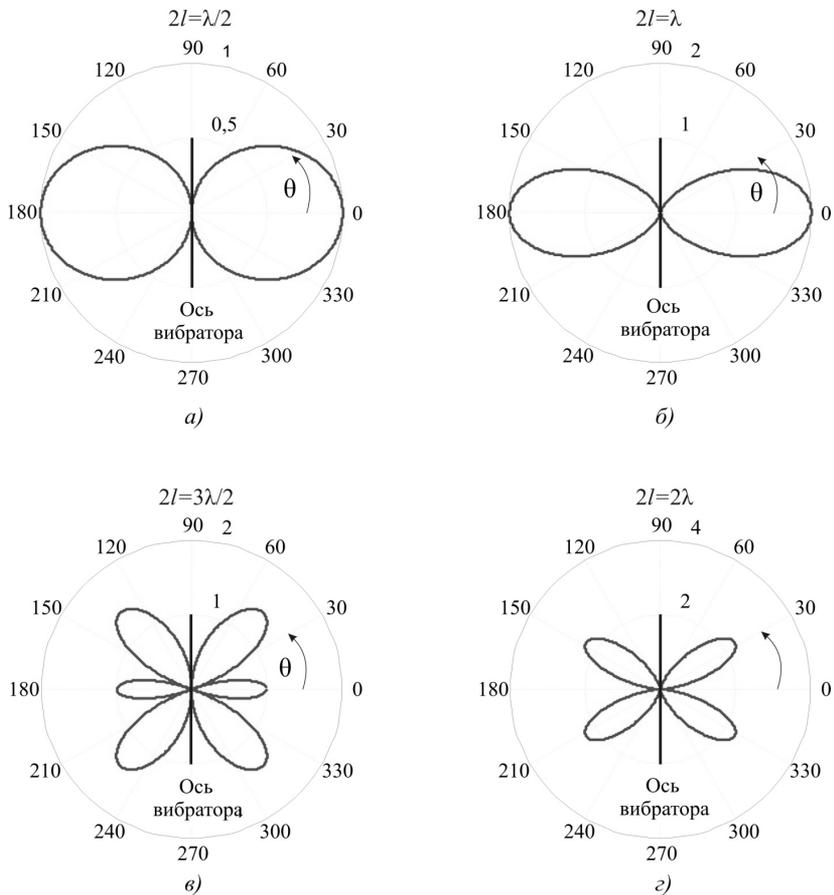


Рис. 8.11. Диаграммы направленности симметричного вибратора

Пространственные ДН представляют собой поверхности тел вращения, образованных вращением каждой из кривых рис. 8.11 вокруг оси вибратора.

В горизонтальной плоскости ДН симметричного вибратора описывается выражением

$$f(\varphi) = 1 - \cos kl = \text{const}, \quad (8.21)$$

т.е. не зависит от угла  $\varphi$ .

При  $2l = \lambda/2$  по формуле (8.21) получаем  $f(\varphi) = 1$ .

**Симметричный вибратор с рефлектором.** Рассмотрим систему из двух полуволновых вибраторов, размещенных вертикально и разнесенных на

расстояние  $d = \lambda/4$ . Первый является антенной  $A$ , а второй активным рефлектором  $R$ . Ток рефлектора опережает по фазе ток антенны на  $90^\circ$ .

Поскольку в горизонтальной плоскости каждый из вибраторов ненаправленный (см. выражение (8.21)), то ДН системы в этой плоскости определяется только множителем решетки

$$f(\varphi) = f_p(\varphi) = \frac{\sin[0,5N(kd \sin \varphi - \Delta\psi)]}{\sin[0,5(kd \sin \varphi - \Delta\psi)]}.$$

Для  $N = 2$ ,  $d = \lambda/4$  и  $\Delta\psi = \pi/2$  имеем

$$f_p(\varphi) = 2 \cos\left[\frac{\pi}{4}(1 - \sin \varphi)\right] \quad \text{или} \quad F_p(\varphi) = \cos\left[\frac{\pi}{4}(1 - \sin \varphi)\right]. \quad (8.22)$$

Поскольку в среде MATLAB начало полярной системы координат смещено на  $90^\circ$ , то вместо (8.22) будем использовать соотношение

$$F_p(\varphi) = \cos\left[\frac{\pi}{4}(1 - \cos \varphi)\right].$$

На рис. 8.12, а представлена ДН система  $A - R$  в горизонтальной плоскости ( $H$ -плоскости).

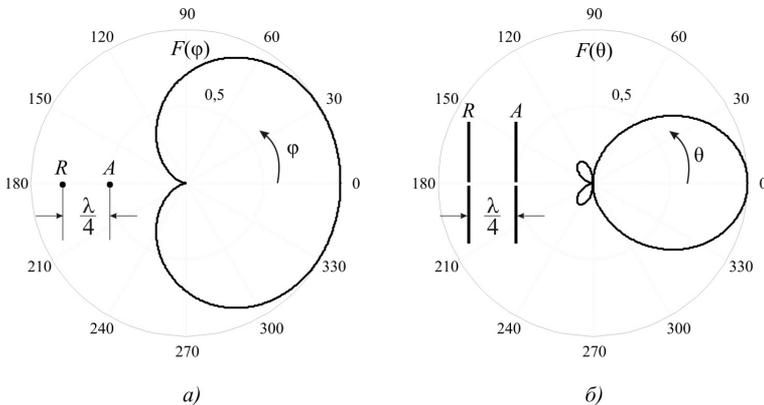


Рис. 8.12. Симметричный вибратор с активным рефлектором

Такая диаграмма направленности, определяемая уравнением (8.22), имеет форму *кардиоиды*. Напряженность поля в направлении максимального излучения у вибратора с рефлектором вдвое больше, чем у одиночного вибратора (при одинаковых токах). Это объясняется интерференцией полей двух источников на линии, проходящей через  $A$  и  $R$ , где поля имеют либо одинаковые фазы, либо отличающиеся на  $180^\circ$  (в зависимости от направления). В вертикальной плоскости ( $E$ -плоскости), проходящей через оба вибратора (рис. 8.12,б), ДН системы определяется произведением

$$f(\theta) = f_i(\theta) \cdot f_p(\theta) = \left| \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right)}{\cos \theta} 2 \cos\left[\frac{\pi}{4}(1 - \cos \theta)\right] \right|.$$

Все сказанное оказывается справедливым и тогда, когда активный рефлектор  $R$  заменяется металлическим экраном соответствующих размеров (аперийским рефлектором) [27].

**Антенная решетка с металлическим экраном.** Рассмотрим вертикальную линейную решетку, где в качестве элементов используются направленные излучатели – симметричные вибраторы. График множителя решетки согласно (8.9) для  $N = 4$ ,  $\theta_0 = -\pi/8$  изображен на рис. 8.13,а.

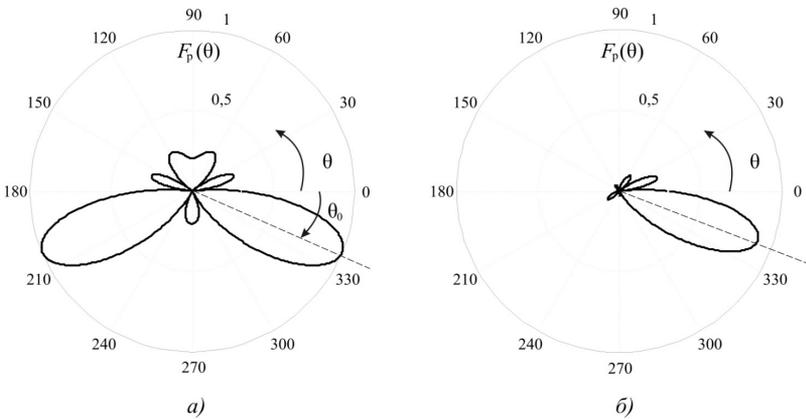


Рис. 8.13. График диаграммы направленности линейной решетки без рефлектора (а) и с рефлектором (б)

С учетом всего сказанного, аналитическое выражение для нормированной ДН антенной системы с металлическим экраном (аперийским рефлектором) в соответствии с (8.15) может быть записано как

$$F_a(\theta) = \left| \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right)}{\cos \theta} \right| \left| \cos\left[\frac{\pi}{4}(1 - \cos \theta)\right] \right| \left| \frac{\sin\left[\frac{N\pi}{2}(\sin \theta - \sin \theta_0)\right]}{N \sin\left[\frac{\pi}{2}(\sin \theta - \sin \theta_0)\right]} \right|.$$

Для графической иллюстрации формирования ДН линейной решетки с рефлектором воспользуемся программой **proba 7.m**.

### Листинг 8.3. Файл-программа **proba 7.m** для исследования диаграммы направленности антенны БС

```

%Диаграмма направленности
% линейной решетки с рефлектором
%-----
        figure('Color','w')
% нормированная функция множителя системы
N=4;           % Число этажей (рядов) решетки
theta0=-pi/8; % Угол поворота макс. излучения
        theta=0:pi/500.21:2*pi;
fs1=sin(pi*(sin(theta)-sin(theta0))*N/2);
fs2=sin(pi*(sin(theta)-sin(theta0))/2)*N;
        Fs=abs(fs1./fs2);
        subplot(1,2,1)
hpolar=polar(theta,Fs,'k-');
set(hpolar,'LineWidth',1.5);
text(0.8,0.2,'\theta', 'FontSize',16)
%=====
        %ДН антенны с аperiodическим рефлектором
        theta=0:pi/500.21:2*pi;
F=abs(cos(pi/2*sin(theta))./cos(theta).*...
        cos(pi/4*(1-cos(theta))));
        Fa=abs(F./Fs);
        subplot(1,2,2)
hpolar=polar(theta,Fa,'k-');
set(hpolar,'LineWidth',1.5);
text(0.8,0.2,'\theta', 'FontSize',16)
%=====

```

Результирующая ДН антенны представлена на рис. 8.13,б.

На рис. 8.14,а изображена антенна БС без защитного кожуха. Антенна выполнена по технологии двойной наклонной поляризации (так называемые XPol-антенны). Излучающий элемент в каждом ряду состоит из четырех симметричных вибраторов. Фактически в каждом также узле совмещены две или четыре независимые антенны.

Наклон симметричных вибраторов на  $45^\circ$  дает возможность организовать систему поляризационного разнесения и уверенно принимать сигналы мобильных станций в условиях меняющейся во времени поляризации сигнала. На рис. 8.14,б показана тыльная сторона антенны и конструктивное оформление системы фидеров, питающих отдельные симметричные вибраторы.

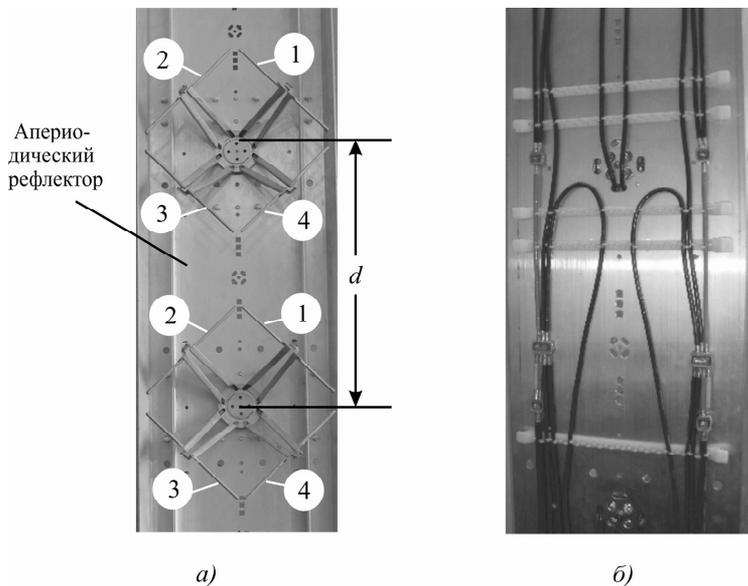


Рис. 8.14. Антенна базовой станции мобильной сети

## ГЛАВА 9

# ВНУТРИСИСТЕМНЫЕ ПОМЕХИ В СОТОВЫХ СЕТЯХ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

### 9.1. Взаимные помехи на совпадающих частотах

Вследствие того, что сотовая топология предполагает многократное использование одних и тех же частот, в сотовой сети подвижной радиосвязи возникают специфические взаимные помехи. Эти помехи можно разделить на два вида.

1. К первому виду относятся излучения передатчиков мобильных станций в ячейках с совпадающими частотами, которые создают помехи в каналах приема БС выделенной соты (рис. 9.1)

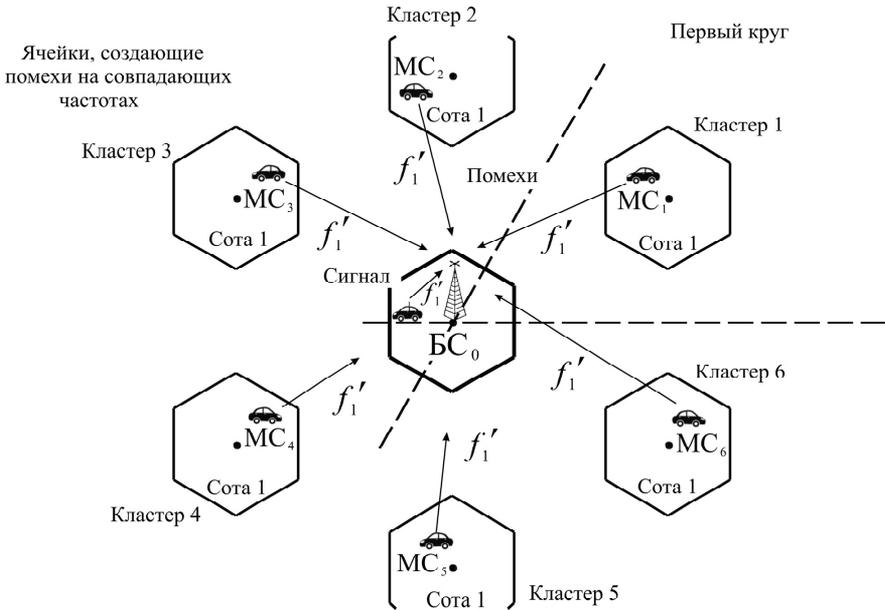


Рис. 9.1. К расчету отношения сигнал/помеха на входе приемника БС

Отношение сигнал/помеха на входе приемника БС определяется выражением

$$\rho_{\text{Б}}^2 = \frac{P_{\text{пр.Б}}}{P_{\text{ш.Б}} + \sum_{j=1}^{k_1} P_{\text{п.М}j}}, \quad (9.1)$$

где  $P_{пр.б}$  – мощность сигнала на входе приемника БС центральной соты, поступающего во время сеанса связи от МС этой же соты;  $P_{ш.б}$  – мощность теплового шума приемника БС;  $P_{п.Мj}$  – мощность помехи от передатчика МС в соте  $j$ -го кластера, поступающей на вход приемника БС центральной соты;  $k_1$  – число МС, создающих помехи во время данного сеанса связи.

Мощность теплового шума приемника может быть рассчитана по формуле

$$P_{ш.б} = nkT_0\Delta f_{пр}, \text{ Вт.}$$

Пример расчета тепловых шумов приемника был рассмотрен в разд. 3.3.

2. Передатчики базовых станций  $БС_i$  всех ячеек с совпадающими частотами в первом круге создают помехи приемнику МС, находящейся в центральной соте (рис. 9.2).

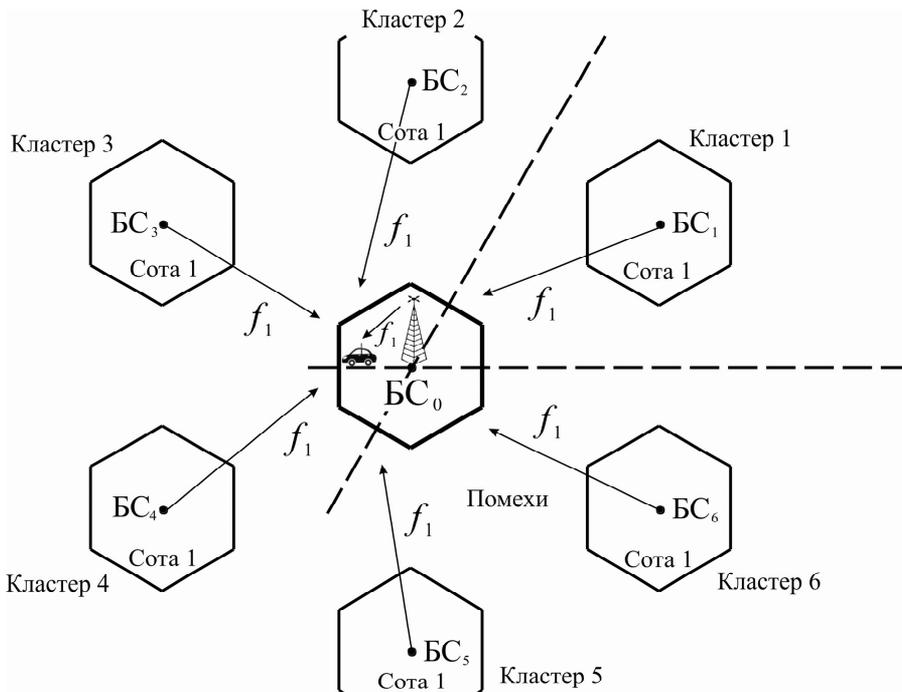


Рис. 9.2. К расчету отношения сигнал/помеха на входе приемника МС

Отношение сигнал/помеха на входе приемника МС в этом случае



Предполагаем, что условия распространения радиоволн соответствуют двухлучевой модели (см. разд. 6.3). В этом случае согласно (6.40) мощность сигнала определяется как

$$P_{\text{пр.М}} = \alpha_0 r^{-4},$$

где  $\alpha_0 = P_{\text{пер.БС}_0} G_{10} G_2 (h_1 h_2)^2$ .

Для мощности помехи имеем

$$P_{\text{п.Б}_i} = \alpha_i d_i^{-4} (x_M, y_M; x_{\text{Б}_i}, y_{\text{Б}_i}),$$

где  $\alpha_i = P_{\text{пер.БС}_i} G_{1i} G_2 (h_1 h_2)^2$ ;  $d_i (x_M, y_M; x_{\text{Б}_i}, y_{\text{Б}_i})$  – расстояние от антенны БС<sub>*i*</sub> до приемника мобильной станции.

Если пренебречь собственными шумами приемника  $P_{\text{ш.М}}$ , то отношение сигнал/помеха (9.2) для нашего случая можно переписать следующим образом

$$\rho_M^2 = \sum_{i=1}^2 \frac{\alpha_0 r^{-4}}{\alpha_i d_i^{-4} (x_M, y_M; x_{\text{Б}_i}, y_{\text{Б}_i})}. \quad (9.3)$$

Предположим, что технические характеристики приемопередающего оборудования и антенно-фидерных систем всех базовых станций одинаковые, т.е.  $\alpha_0 = \alpha_i$ ,  $i = 1, 2$ . Тогда (9.3) принимает вид

$$\rho_M^2 = \frac{r^{-4}}{d_1^{-4} (x_M, y_M; x_{\text{Б}_1}, y_{\text{Б}_1}) + d_2^{-4} (x_M, y_M; x_{\text{Б}_2}, y_{\text{Б}_2})}. \quad (9.4)$$

Таким образом, расчет отношения сигнал/помеха сводится к вычислению трех расстояний по формулам (5.1) или (5.12).

Расстояние  $r$  между МС и БС<sub>0</sub> в общем случае было определено в разд. 5.5, формула (5.10), а именно:

$$r = \sqrt{x_M^2 + x_M y_M + y_M^2}. \quad (9.5)$$

Найдем уравнение линии  $DB$ , по которой движется МС.

Согласно табл. 5.3, координаты точек  $D$  и  $B$  в относительной косоугольной системе равны  $D\{-1/3; -1/3\}$  и  $B\{-1/3; 2/3\}$ . Коэффициент  $k$  (см. разд. 5.4) равен

$$k = \frac{y_B - y_D}{x_B - x_D} = \frac{2/3 - (-1/3)}{-1/3 - (-1/3)} \rightarrow \infty.$$

В соответствии с (5.8) находим

$$y = k(x - x_B) + y_B. \quad (9.6)$$

Разделив обе части равенства (9.6) на  $k$ , получим

$$x = x_B \quad \text{или} \quad x_M = -1/3, \quad -1/3 \leq y_M \leq 2/3. \quad (9.7)$$

Это и есть искомое аналитическое выражение для трассы движения МС в центральной соте. Заметим, что линия  $DB$  параллельна оси  $OY$ .

Подставляя (9.7) в (9.5), находим закон изменения расстояния между МС и  $BC_0$  при движении МС по линии  $DB$ :

$$r(y_M) = \sqrt{y_M^2 - y_M/3 + 1/9}, \quad -1/3 \leq y_M \leq 2/3. \quad (9.8)$$

При некотором значении  $y_M$  расстояние между МС и  $BC_0$  становится минимальным  $r = r_{\min}$ .

Определить  $r_{\min}$  можно из уравнения

$$\frac{dr(y_M)}{dy_M} = 0.$$

После дифференцирования получаем

$$\frac{dr(y_M)}{dy_M} = \frac{2y_M - 1/3}{2\sqrt{y_M^2 - y_M/3 + 1/9}} = 0,$$

откуда  $2y_M - 1/3 = 0$  или  $y_M^* = 1/6$ .

Подставляя оптимальное значение  $y_M^*$  в (9.8), получаем

$$r_{\min} = \sqrt{y_M^{*2} - y_M^*/3 + 1/9} = \frac{1}{2\sqrt{3}} = R_n/2.$$

Таким образом,  $r_{\min}$  равно половине относительного (нормированного) радиуса соты.

Подставляя (9.8) и (5.12) в (9.4), получаем окончательную расчетную формулу для определения отношения сигнал/помеха на входе приемника МС

$$P_M^2 = \frac{(y_M^2 - y_M/3 + 1/9)^{-2}}{\sum_{i=1}^2 [K + r^2 - x_M(2x_{Bi} + y_{Bi}) - y_M(x_{Bi} + 2y_{Bi})]}, \quad -1/3 \leq y_M \leq 2/3. \quad (9.9)$$

Следует отметить, что выражение (9.9) справедливо только для конкретной конфигурации сети, которая изображена на рис. 9.3.

**Пример 9.1.** Рассчитать отношение сигнал/помеха на входе приемника МС, которая движется по трассе  $DB$ , когда  $r = r_{\min}$  (см. рис. 9.3). Источниками внутрисистемных помех являются передатчики базовых станций  $BC_1$  и  $BC_2$ . Предполагается, что условия распространения радиоволн допускают применение двухлучевой модели.

*Решение.* Координаты источников помех согласно табл. 5.1  $BC_1\{-1;1\}$  и  $BC_2\{-1;0\}$ , размерность кластера  $K = 1$ . Координаты мобильной станции

$x_M = -1/3$  и  $y_M^* = 1/6$ . Как было показано выше,  $r_{\min} = R_n/2 = \frac{1}{2\sqrt{3}}$ .

Выражение (9.9) удобно переписать в виде

$$\rho_M^2(y_M^*) = \frac{A}{B_1 + B_2}.$$

Подставляя численные значения, получим

$$A = \left[ \left( \frac{1}{6} \right)^2 - \frac{1}{6} \cdot \frac{1}{3} + \frac{1}{9} \right]^{-2} = 144;$$

$$B_1 = \left[ 1 + \left( \frac{1}{2\sqrt{3}} \right)^2 - \left( -\frac{1}{3} \right) (-2 \cdot 1 + 1) - \frac{1}{6} (-1 + 2 \cdot 1) \right]^{-2} = \left( \frac{12}{7} \right)^2 \approx 2,938;$$

$$B_2 = \left[ 1 + \left( \frac{1}{2\sqrt{3}} \right)^2 - \left( -\frac{1}{3} \right) (-2 \cdot 1 + 0) - \frac{1}{6} (-1 + 2 \cdot 0) \right]^{-2} = \left( \frac{12}{7} \right)^2 \approx 2,938;$$

Окончательно

$$\rho_M^2(y_M^*) = \frac{144}{2 \cdot 2,938} = 24,5 \text{ (13,9 дБ)}.$$

Заметим, что величины  $A$ ,  $B_1$  и  $B_2$  – безразмерные!

Таким образом, в точке М отношение с/п на входе приемника мобильной станции равно  $\rho_M^2 = 24,5$  (13,9 дБ).

### 9.3. Динамика помеховой обстановки при движении МС в пределах соты

Если мобильная станция перемещается по заданной траектории, то помеховая обстановка, т.е. уровень помех, непрерывно меняется. Обычно рассматривают перемещение МС по прямым линиям, которые соответствуют улицам городов и поселков.

Снова обратимся к рис. 9.3 и рассмотрим движение МС от  $D$  до  $B$  по штриховой линии. Полученные выше соотношения дают возможность рассчитать и построить график зависимости отношения с/п от координат МС в относительной аффинной системе координат.

В самом деле, координата  $x_M$  не изменяется, а координата  $y_M$  меняется от  $-1/3$  до  $2/3$ . С учетом этого для исследования динамики энергетического потенциала нисходящей линии воспользуемся выражениями (9.4), (9.8) и (9.9).

Программу расчетов в среде MATLAB содержит **Листинг 9.1**.

#### Листинг 9.1

```
%{
  Расчет и построение графиков зависимости отношения
  с/п от координат МС на линии DB
%}
figure('Color','w');
% Координаты источников помех в соседних кластерах (K=1)
  xb1=-1;  yb1=1;  xb2=-1;  yb2=0;
%=====
```

```

% Начало расчетов. Уравнение линии DB: xm=-1/3.
ym=[-1/3:1/30:2/3];
%-----
A=(ym.^2-(1/3).*ym+1/9).^2; % Вектор сигнала на входе пр. MC
% при движении MC вдоль прямой линии DB
%-----
% Вектор помехи от 1-го источника помех при движении MC
B1=(1+ym.^2-(1/3)*ym+1/9+(1/3)*(2*xb1+yb1)-ym*(xb1+2*yb1)).^2;
% Вектор помехи от 2-го источника помех при движении MC
B2=(1+ym.^2-(1/3)*ym+1/9+(1/3)*(2*xb2+yb2)-ym*(xb2+2*yb2)).^2;
%-----
% Отношение сигнал/(помеха от BC1)
Z1=A./B1;
semilogy(ym,Z1,'k-', 'LineWidth',2), grid on
axis([-1/3 2/3 1 3*10^2])
set(gca, 'XTick', (-2:4)*(1/6), 'XTickLabel', ...
'-1/3|-1/6|0|1/6|1/3|1/2|2/3', 'FontSize',12)
xlabel('y_{\itM}', 'FontSize',12)
ylabel('Отношение сигнал/помеха', 'FontSize',12)
hold on
% Отношение сигнал/(помеха от BC2)
Z2=A./B2;
semilogy(ym,Z2,'k-', 'LineWidth',2)
% Отношение сигнал/(помеха от BC1+BC2)
Z3=A./(B1+B2);
semilogy(ym,Z3,'k--', 'LineWidth',2)
%-----
text(-0.7/3,1.3, '\itD', 'FontSize',14)
text(1.05/2,1.3, '\itB', 'FontSize',14)
%=====

```

Результаты работы программы приведены на рис. 9.4.

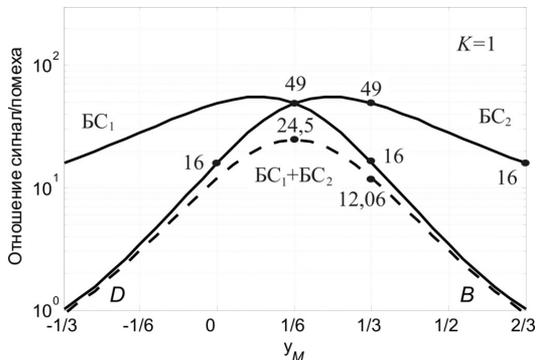


Рис. 9.4. Зависимость  $\rho^2$  от координаты  $y_M$  при движении мобильной станции по линии  $DB$

Исследуя полученные графики, можно обнаружить много интересных закономерностей. Прежде всего обращает на себя внимание полная симметрия построенных кривых, что объясняется особым расположением траектории МС относительно источников помех.

Рассмотрим случай, когда помеху создает один источник, например, БС<sub>2</sub>. В точке  $D$  пути БС<sub>2</sub>–МС и БС<sub>0</sub>–МС равны радиусу соты, поэтому мощности сигнала и помехи тоже равны, следовательно  $\rho_M^2 = 1$ , что и отмечено на рис. 9.4. Далее, когда  $y_M = 0$ , то отрезки БС<sub>2</sub>–МС и БС<sub>0</sub>–МС лежат на одной линии, совпадающей с осью  $OX$ . В этом случае  $r = 1/3$ , а  $d_2 = 2/3$ . Согласно выражению (9.4) запишем

$$\rho_M^2 = \frac{r^{-4}}{d_2^{-4}} = \frac{(1/3)^{-4}}{(2/3)^{-4}} = 16,$$

что также отмечено на рис. 9.4.

Когда МС оказывается в точке  $B$ , то расстояние до БС<sub>0</sub> равно радиусу соты  $r = R_H$ , а до источника помехи удвоенному радиусу соты, т.е.  $d_2 = 2R_H$ . Тогда

$$\rho_M^2 = \frac{r^{-4}}{d_2^{-4}} = \frac{R_H^{-4}}{(2R_H)^{-4}} = 16.$$

Подобным же образом можно выполнить анализ характерных точек на кривой, определяющей воздействие помехи от БС<sub>1</sub>. Если помехи поступают от БС<sub>1</sub> и БС<sub>2</sub>, то график зависимости  $\rho_M^2(y_M)$  оказывается симметричным относительно вертикальной линии, проходящей через отметку  $y_M = 1/6$ .

Рассмотрим пример.

**Пример 9.2.** Мобильная станция находится в точке  $M$  с координатами  $x_M = -1/3$  и  $y_M = 1/3$ . Когда помеха поступает от передатчика БС<sub>2</sub>, то с/п на входе приемника МС составляет  $\rho_M^2 = 49$  (16,9 дБ). Если же работает только передатчик БС<sub>1</sub>, то  $\rho_M^2 = 16$  (12 дБ). Определить с/п на входе приемника МС, когда включены оба передатчика, создающих помехи.

*Решение.* Запишем выражение для отношения сигнал/помеха в общем виде

$$\rho_M^2 = \frac{P_c}{P_{n1} + P_{n2}}.$$

Разделив числитель и знаменатель на  $P_c$ , получаем

$$\rho_M^2 = \frac{1}{P_{n1}/P_c + P_{n2}/P_c}.$$

В нашем случае

$$P_{n1}/P_c = 1/49 = 0,0204 \quad \text{и} \quad P_{n2}/P_c = 1/16 = 0,0625.$$

Тогда

$$\rho_M^2 = \frac{1}{0,0204 + 0,0625} = 12,06 \quad (10,8 \text{ дБ}).$$

Иллюстрация полученного результата приведена на рис. 9.4.

#### 9.4. Расчет внутрисистемных помех при использовании модели Окамуры-Хаты

При анализе распространения радиоволн в условиях города или пригорода часто используют модель Окамуры-Хаты, основанную на эмпирико-статистическом подходе (см. разд. 6.5). Известно [12, 26], что такая модель позволяет предсказать только медианный уровень принимаемого приемником радиосигнала в условиях статистически однородного города.

Если предположить, что помеху создает передатчик одной базовой станции БС и условия распространения для сигнала и помехи одинаковые, то рассчитать отношение сигнал/помеха можно по формуле (6.41). Для определенности можно рассматривать сотовую структуру, показанную на рис. 9.3. Мощность сигнала на входе приемника МС равна

$$P_{\text{пр.МС}} = P_{\text{пер.БС}_0} + G_{\text{БС}_0} - 69,55 - 26,16 \lg f + 13,82 \lg h_{\text{БС}_0} - [45 - 6,55 \lg h_{\text{БС}_0}] \lg r, \text{ дБВт.} \quad (9.10)$$

Для расчета мощности помехи от БС<sub>*i*</sub> на входе приемника МС снова воспользуемся формулой (6.41):

$$P_{\text{пб}_i} = P_{\text{пер.БС}_i} + G_{\text{БС}_i} - 69,55 - 26,16 \lg f + 13,82 \lg h_{\text{БС}_i} - [45 - 6,55 \lg h_{\text{БС}_i}] \lg [d_i(x_M, y_M; x_{\text{Б}_i}, y_{\text{Б}_i})], \text{ дБВт.} \quad (9.11)$$

Отношение с/п в децибелах равно

$$\rho_{\text{М}_i}^2 = P_{\text{пр.МС}} - P_{\text{пб}_i}, \text{ дБ.} \quad (9.12)$$

Предположим, что технические характеристики БС<sub>0</sub> и БС<sub>*i*</sub> одинаковые, т.е.  $P_{\text{пер.БС}_0} = P_{\text{пер.БС}_i}$ ,  $G_{\text{БС}_0} = G_{\text{БС}_i}$  и  $h_{\text{БС}_0} = h_{\text{БС}_i}$ . Тогда подставляя (9.10) и (9.11) в (9.12), можно получить для с/п следующее компактное выражение:

$$\rho_{\text{М}_i}^2 = [45 - 6,55 \lg h_{\text{БС}}] \lg \frac{d_i(x_M, y_M; x_{\text{Б}_i}, y_{\text{Б}_i})}{r}, \text{ дБ,} \quad (9.13)$$

где  $h_{\text{БС}}$  – высота установки антенн базовых станций, м.

Если расстояния от МС до базовых станций равны, т.е.  $r = d_i(x_M, y_M; x_{\text{Б}_i}, y_{\text{Б}_i})$ , то  $\rho_{\text{М}_i}^2 = 0$  дБ (1).

Если же  $h_{\text{БС}} = 30$  м и расстояние до источника помех вдвое больше, чем до источника сигнала, то согласно (6.13) получаем

$$\rho_{\text{М}}^2 = [45 - 6,55 \lg 30] \lg 2 = 10,63 \text{ дБ (11,56).}$$

В том случае, когда действуют помехи от нескольких передатчиков из соседних кластеров, отношение сигнал/помеха на входе приемника МС можно рассчитать следующим образом:

$$\rho_M^2 = \frac{1}{\sum_{i=1}^N 10^{-0,1\rho_{M_i}^2}}, \quad N = 1, 2, \dots, 6, \quad (9.14)$$

где  $\rho_{M_i}^2$  – величина с/п при воздействии помехи от  $i$ -го источника, рассчитываемая по формуле (9.13).

Описанная методика позволяет анализировать динамику помеховой обстановки при разворачивании сотовых сетей в пригородах и районах городской застройки.

### 9.5. Влияние характеристик антенны БС на энергетический потенциал нисходящей линии

При оценке энергетического потенциала на линии БС-МС необходимо учитывать форму ДН антенны БС и высоту ее закрепления на мачте. Определенные трудности при этом возникают тогда, когда такую оценку приходится делать в условиях движения МС по заданной траектории. Тем не менее, полученные в гл. 5 – гл. 8 результаты позволяют построить программу исследований влияния основных характеристик линии на уровень мощности сигнала на входе приемника МС.

Рассмотрим фрагмент сотовой сети, где некоторая ячейка (сота) связана с нормированной аффинной системой координат  $XOY$  (рис.9.5).

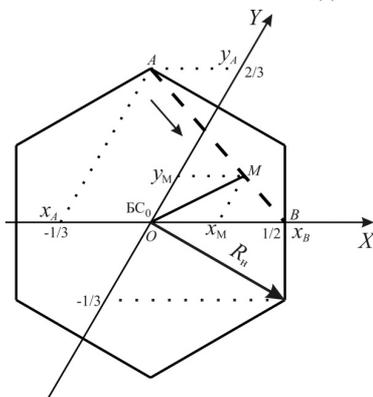
Базовая станция расположена в центре этой соты с координатами  $(0,0)$ . Предположим, что мобильная станция, обозначенная точкой  $M$ , движется по заданной траектории от точки  $A$  с координатами  $(-1/3; 2/3)$  к точке  $B$  с координатами  $(1/2; 0)$ .

Используя методику, изложенную в разд. 5.4, найдем уравнение прямой  $AB$ . Угловой коэффициент прямой равен

$$k = \frac{y_B - y_A}{x_B - x_A} = \frac{0 - 2/3}{1/2 - (-1/3)} = -4/5.$$

На основании выражения (5.8) запишем уравнение прямой  $AB$ :

$$y = -\frac{4}{5}\left(x - \frac{1}{2}\right) - 0 = -\frac{4}{5}x + \frac{2}{5}.$$



9.5. Траектория движения мобильной станции в соте

Чтобы подчеркнуть связь МС с линией  $AB$ , введем для переменных обозначения  $x_M$  и  $y_M$ . Тогда

$$y_M = -\frac{4}{5}x_M + \frac{2}{5}, \quad -1/3 \leq x_M \leq 1/2. \quad (9.15)$$

Рис. 9.6 иллюстрирует рассматриваемую ситуацию в трехмерном пространстве.

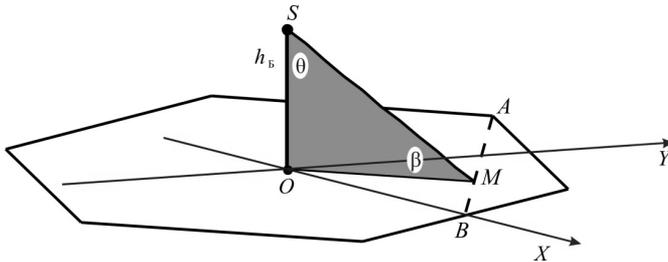


Рис. 9.6. К расчету модуля наклонной дальности

Антенна БС размещается в точке  $S$  на мачте высотой  $h_B$ . Линию  $SM$  между антеннами БС и МС называют *наклонной дальностью*. При движении МС изменяются ее координаты  $(x_M, y_M)$ , вследствие чего меняется модуль наклонной дальности  $d(S, M)$  и угол места  $\beta$ .

Линия  $OM$  является проекцией наклонной дальности на горизонтальную плоскость. Найдем длину прямой  $OM$  по формуле (5.1):

$$d(O, M) = \sqrt{(x_M - x_{B0})^2 + (x_M - x_{B0})(y_M - y_{B0}) + (y_M - y_{B0})^2}.$$

Поскольку  $x_{B0} = 0$  и  $y_{B0} = 0$ , то

$$d(O, M) = \sqrt{x_M^2 + x_M y_M + y_M^2}. \quad (9.16)$$

Выражения (5.10) и (9.16) совпадают, чего и следовало ожидать. Подставляя (9.15) в (9.16), получаем

$$d(O, M) = \sqrt{x_M^2 + x_M \left(-\frac{4}{5}x_M + \frac{2}{5}\right) + \left(-\frac{4}{5}x_M + \frac{2}{5}\right)^2}.$$

После очевидных упрощений модуль  $OM$  приобретает вид

$$d(O, M) = \sqrt{\frac{21}{25}x_M^2 - \frac{6}{25}x_M + \frac{4}{25}}, \quad -1/3 \leq x_M \leq 1/2. \quad (9.17)$$

Для определения модуля наклонной дальности  $SM$  необходимо нормировать третье измерение принятой системы координат. Для этого выполняют две операции:

- выражают высоту мачты через радиус соты  $R$ ;
- нормируют высоту мачты делением на  $R\sqrt{3}$ .

Таким образом,

$$h_B = aR \quad \text{и} \quad h_{\text{нн}} = \frac{h_B}{R\sqrt{3}} = \frac{a}{\sqrt{3}}, \quad \text{отн.ед.} \quad (9.18)$$

Теперь с учетом (9.17) и (9.18) модуль наклонной дальности можно получить по теореме Пифагора:

$$d(S, M) = \sqrt{OM^2 + h_{\text{нн}}^2} = \sqrt{\frac{21}{25}x_M^2 - \frac{6}{25}x_M + \frac{4}{25} + \frac{a^2}{3}}, \quad -1/3 \leq x_M \leq 1/2. \quad (9.19)$$

Согласно рис. 9.6, угол места  $\beta$  можно определить следующим образом:

$$\beta = \arctg \frac{h_{\text{нн}}}{d(O, M)} = \arctg \frac{a/\sqrt{3}}{\frac{1}{5}\sqrt{21x_M^2 - 6x_M + 4}}, \quad -1/3 \leq x_M \leq 1/2. \quad (9.20)$$

Тогда  $\theta = 90^\circ - \beta$ .

Заметим, что угол места зависит от высоты закрепления антенны на мачте БС, выбранной траектории и координаты МС.

**Аппроксимация ДН антенны БС.** Довольно часто возникает ситуация, когда отсутствует аналитическая запись ДН антенны БС, однако существует ее графическое изображение, как это показано на рис. 8.3. В этом случае выбирают на графике диаграммы направленности тот участок кривой, угловые размеры которого соответствуют диапазону изменения угла  $\theta$  при движении МС, и аппроксимируют кривую одним из известных методов.

Рассмотрим квадратичную аппроксимацию [13]. Пусть известны три значения нормированной ДН по мощности (см. разд. 8.2)  $F^2(\theta)$  для углов  $\theta_1, \theta_2$  и  $\theta_3$ , которые равны соответственно  $F^2(\theta_1) = F_1$ ,  $F^2(\theta_2) = F_2$  и  $F^2(\theta_3) = F_3$ . Тогда график  $F^2(\theta)$  может быть аппроксимирован квадратичной функцией

$$F^2(\theta) = A \cdot \theta^2 + B \cdot \theta + C, \quad \theta_{\min} \leq \theta \leq \theta_{\max}.$$

Неизвестные  $A, B$  и  $C$  определяются из системы линейных уравнений

$$\begin{aligned} A \cdot \theta_1^2 + B \cdot \theta_1 + C &= F_1; \\ A \cdot \theta_2^2 + B \cdot \theta_2 + C &= F_2; \\ A \cdot \theta_3^2 + B \cdot \theta_3 + C &= F_3. \end{aligned} \quad (9.21)$$

Определитель системы (9.21)

$$\Delta = \begin{vmatrix} \theta_1^2 & \theta_1 & 1 \\ \theta_2^2 & \theta_2 & 1 \\ \theta_3^2 & \theta_3 & 1 \end{vmatrix}$$

представляет собой определитель Вандермонда. Известно, что система (9.21) имеет единственное решение, которое находится по формулам Крамера

$$A = \frac{\Delta_1}{\Delta}; \quad B = \frac{\Delta_2}{\Delta} \quad \text{и} \quad C = \frac{\Delta_3}{\Delta},$$

где

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} F_1 & \theta_1 & 1 \\ F_2 & \theta_2 & 1 \\ F_3 & \theta_3 & 1 \end{vmatrix}; \quad \Delta_2 = \begin{vmatrix} \theta_1^2 & F_1 & 1 \\ \theta_2^2 & F_2 & 1 \\ \theta_3^2 & F_3 & 1 \end{vmatrix} \quad \text{и} \quad \Delta_3 = \begin{vmatrix} \theta_1^2 & \theta_1 & F_1 \\ \theta_2^2 & \theta_2 & F_2 \\ \theta_3^2 & \theta_3 & F_3 \end{vmatrix}.$$

Рассмотрим следующий пример.

**Пример. 9.3.** Аппроксимировать диаграмму направленности антенны БС (см. рис. 8.3) на участке  $\theta_{\min} = 72^\circ$ ,  $\theta_{\max} = 87^\circ$ .

*Решение.* По графику на рис. 8.3,а для значений  $\theta_1 = 72^\circ$ ,  $\theta_2 = 79,5^\circ$  и  $\theta_3 = 87^\circ$  находим соответственно  $F_1 = -12$  дБ,  $F_2 = 0$  дБ и  $F_3 = -12$  дБ.

Дальнейшие вычисления удобно выполнять по приведенной ниже файл-программе.

```
% Программа аппроксимации ДН антенны БС
% Ввод углов theta, град.
hF=figure('Color','w');
theta1=72; theta2=79.5; theta3=87;
% Ввод значений функции направленного
% действия антенны БС для указанных углов, дБ
F1=-12; F2=0; F3=-12;
% Решение системы уравнений по методу Крамера
% Вычисление определителя системы
% (Определитель Вандермонда)
D=[theta1^2 theta1 1;
   theta2^2 theta2 1;
   theta3^2 theta3 1];
d=det(D);
% Вычисление следующих определителей
D1=[F1 theta1 1;
   F2 theta2 1;
   F3 theta3 1];
d1=det(D1);
D2=[theta1^2 F1 1;
   theta2^2 F2 1;
   theta3^2 F3 1];
d2=det(D2);
D3=[theta1^2 theta1 F1;
   theta2^2 theta2 F2;
   theta3^2 theta3 F3];
d3=det(D3);
% Расчет коэффициентов A, B, C
format long
A=d1/d; B=d2/d; C=d3/d;
%-----
```

```

% ДН аппроксимирована квадратичной функцией
% F(x)=Ax^2+Bx+C.
x=[72:0.2:87]; y=A*x.^2+B*x+C;
plot(x,y,'k-', 'LineWidth', 2), grid
%-----
axis([72 87 -20 5])
xlabel('\theta, град', 'FontSize', 12);
title('Аппроксимация ДН антенны БС', 'FontName', ...
      'Arial Cyr', 'FontSize', 12);
%-----

```

Таким образом, диаграмму направленности антенны БС аппроксимирует функция

$$F_1^2(\theta) = -0,21 \cdot \theta^2 + 33,92 \cdot \theta - 1348,32, \quad 72^\circ \leq \theta \leq 87^\circ, \quad (9.22)$$

график которой приведен на рис. 9.7.

**Расчет уровня сигнала.** Все исходные данные для расчета мощности полезного сигнала на входе приемника МС уже подготовлены. Осталось только выбрать подходящую модель распространения радиоволн (см. гл. 6 и 7) и воспользоваться одной из формул первого уравнения передачи.

Чтобы не усложнять задачу, предположим, что между БС и МС существует прямая видимость и можно воспользоваться уравнением для свободного пространства (6.15). Тогда

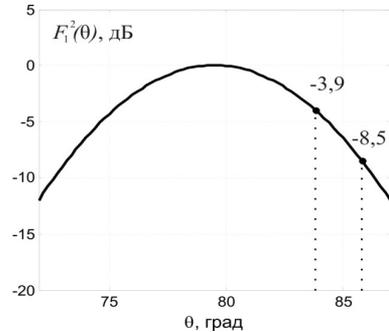


Рис. 9.7. Нормированная диаграмма направленности антенны БС

$$P_{\text{пр.МС}} = \frac{P_{\text{пер.БС}} G_1 F_1^2(\theta, \varphi) G_2 \lambda^2}{16\pi^2 d^2(S, M)}, \quad (9.23)$$

где все обозначения очевидны.

Таким образом, для выполнения расчетов необходимо использовать выведенные выше формулы (9.19), (9.20) и (9.22).

Для завершения исследований рассмотрим следующий пример.

**Пример 9.4.** Рассчитать и построить график зависимости  $P_{\text{пр.МС}}$  от координаты МС при движении абонента по траектории  $AB$ . Использовать следующие исходные данные:  $P_{\text{пер.БС}} = 20$  Вт;  $G_1 = 12$  дБ;  $G_2 = 1,64$ ;  $f = 900$  МГц;  $h_B = 72$  м. В качестве антенны БС используется ненаправленная в горизонтальной плоскости антенна с диаграммой направленности, показанной на рис. 8.3.

*Решение.* Выполнить данный расчет можно в среде MATLAB. Ниже приводиться файл-программа с необходимыми комментариями.

```

% Программа для исследования влияния формы
% диаграммы направленности антенны ЕС на
% энергетический потенциал нисходящей линии
%=====
figure('Color','W')
% 1) Исходные данные для расчета
R=1; % Радиус соты, км
Pt_BS=20; % Мощность пер. ЕС, Вт
Gt_BS=12; % Макс. усиление антенны ЕС, дБ
Gr_MS=2.15; % Усиление антенны МС, дБ
f=900; % Рабочая частота, МГц
h_BS=72; % Высота подвеса антенны ЕС, м
a=h_BS/(R*1000);
%-----
% 1) Определение модуля наклонной дальности |SM|
xm=[-1/3:1/24:1/2];
dSM=sqrt(21*xm.^2/25-6*xm/25+4/25+a^2/3);
dSM=dSM*R*3^(1/2); % Выражение |SM| в км
%=====
% 2) Расчет зависимости угла места beta
% от координаты движущейся МС
ym=-4/5*xm+2/5; % Ур-ние линии АВ
OS=a/sqrt(3);
OM=sqrt(xm.^2+xm.*ym+ym.^2);
beta=atand(OS./OM);
%=====
% 3) Аналитическое выражение функции, которая аппроксимирует
% ДН антенны ЕС
theta=90-beta;
A=-0.2133; B=33.92; C=-1348.32;
dGb=A*theta.^2+B*theta+C;
GbdB= Gt_BS+dGb; Gb=10.^(0.1*GbdB); % Ус-ие антенны ЕС
%=====
% 4) Расчет уровня мощности на входе приемника
% движущейся МС при направленной антенне ЕС
lambda=300/f; % Длина волны, м
Gr=10.^(0.1*Gr_MS); %Ус-ние антенны МС
Pr_MS=10*log10(Pt_BS*Gb*Gr*lambda^2./(16*pi^2*(dSM*1000).^2));
y= Pr_MS;
plot(xm,y,'LineWidth',2,'Color','r'), grid on
axis([-1/3 1/2 -80 -60])
set(gca,'XTick',(-2:3)*(1/6),...
'XTickLabel','-1/3|-1/6|0|1/6|1/3|1/2','FontSize',12)
hold on
%=====
% 5) Расчет уровня мощности на входе приемника
% движущейся МС при ненаправленной антенне ЕС, т.е. Gb=1 ед.
lambda=300/f; % Длина волны, м
Pr_MS=10*log10(Pt_BS*1*Gr*lambda^2./(16*pi^2*(dSM*1000).^2));
y= Pr_MS;
plot(xm,y,'LineStyle','--','LineWidth',2,'Color','k'), grid on
axis([-1/3 1/2 -80 -60])
set(gca,'XTick',(-2:3)*(1/6),...
'XTickLabel','-1/3|-1/6|0|1/6|1/3|1/2','FontSize',12)
hold on
%=====

```

```

xlabel('X_{\itM} , отн. ед.', 'FontSize',12);
ylabel('\itP_{пр.МС} , дБВт', 'FontSize',12);
hT=title('Зависимость {\itP}_{пр.МС} от координат МС');
set(hT, 'FontSize',12)
%-----
text(-1/6.8,-75,'Ненапр. антенна БС', 'FontSize',12)
text(-1/3.2,-66.8,'Направленная', 'FontSize',12)
text(-1/3.1,-68.5,'антенна БС', 'FontSize',12)
text(1/12,-67,'P_{пер.БС}=13 дБВт', 'FontSize',13)
text(1/12,-69,'G_1=12 дБ', 'FontSize',13)
text(1/12,-71,'f=900 МГц', 'FontSize',13)
%-----
text(-0.9/3,-79,'\itA', 'FontSize',14)
text(0.9/2,-79,'\itB', 'FontSize',14)
text(-1/3.3,2.2*10^2,'\rho^2(\ity_M)', 'FontSize',14)
%-----
% Расстановка маркёров
plot(0,-65.44,0,-73.23,'Marker','o',...
'MarkerSize',5,'MarkerEdgeColor','k','MarkerFaceColor','k')
text(-1/9,-65,'-65.44', 'FontSize',12)
text(-1/9,-73,'-73.23', 'FontSize',12)
%-----

```

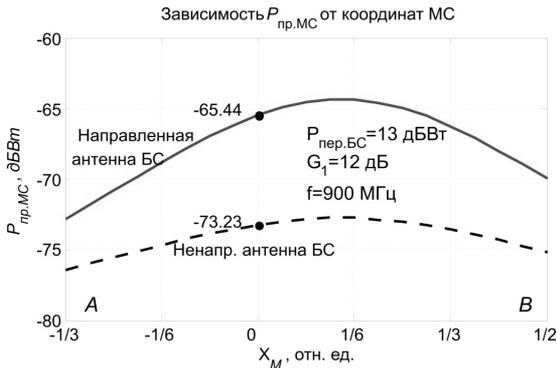


Рис.9.8. Графики зависимости уровня мощности принимаемого сигнала от местоположения МС

Результаты расчетов представлены на рис. 9.8, который позволяет сделать количественное сравнение двух вариантов.

Первый предполагает использование антенны БС, обладающей направленностью в вертикальной плоскости. Второй – использование на базовой станции изотропной антенны.

## ГЛАВА 10

# ЭЛЕМЕНТЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СОТОВЫХ СЕТЕЙ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ

### 10.1. Сеть подвижной радиосвязи как система массового обслуживания

Одной из особенностей сотовых сетей подвижной радиосвязи, которая отличает их от многих других систем передачи информации по радиоканалам, является то, что ССПР можно рассматривать с позиции теории массового обслуживания. В частности, при проектировании ССПР широко используются методы теории распределения информации (теории телетрафика), представляющей собой хорошо разработанную область знаний [12, 13, 16, 18, 24].

Рассмотрим некоторые положения этой теории, которые будут использоваться в дальнейшем при расчете основных показателей ССПР, связанных с критериями качества обслуживания абонентов. Основопологающим понятием теории массового обслуживания является *поток событий*. Под потоком событий понимают последовательность событий, происходящих одно за другим в какие-то моменты времени. Примерами могут служить: поток заявок от абонентов на предоставление канала связи; поток отказов на обслуживание и т. п. Поток можно изобразить как последовательность точек  $t_1, t_2, \dots, t_k, \dots$  на оси времени, соответствующих моментам появления событий. Типичным для системы массового обслуживания является случайный поток заявок (вызовов).

Характерными для такого потока являются три свойства: *стационарность*, *ординарность* и отсутствие *последствия*.

1. Поток называется *стационарным*, если вероятность попадания того или иного числа событий на участок времени длиной  $\tau$  зависит только от длины участка и не зависит от положения этого участка на оси времени.

2. Поток называется *ординарным*, если вероятность попадания на элементарный участок  $\Delta t$  двух или более событий пренебрежимо мала по сравнению с вероятностью появления одного события.

3. Поток событий называется *потоком без последствия*, если для любых неперекрывающихся промежутков времени число событий, оказавшихся на одном из них, не зависит от числа событий, появившихся на других.

Если поток событий обладает всеми тремя свойствами, то он называется *простейшим* или стационарным пуассоновским потоком. Другими словами, при соблюдении трех условий число событий, попадающих на любой фиксированный интервал времени, будет распределено по закону Пуассона.

Принято считать, что поток вызовов в сотовой сети является простейшим. Введем произвольный интервал времени  $t$  (час, минута). Число вызовов, попадающих на интервал  $t$ , распределено по закону Пуассона с математическим ожиданием

$$a = \lambda t,$$

где  $\lambda$  – среднее число вызовов, приходящееся на единицу времени. Таким образом, частота поступления вызовов – это дискретная случайная величина  $X$ , которая может принимать значения  $0, 1, 2, \dots, k, \dots$ . Вероятность того, что за время  $t$  поступит ровно  $k$  вызовов, определяется по формуле Пуассона

$$P(X = k) = P_k(t) = \frac{(\lambda t)^k}{k!} e^{-\lambda t}. \quad (10.1)$$

При объединении нескольких потоков вызовов с параметрами  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_k$  получается также простейший поток с параметром  $\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_k$ . Следовательно, вероятность поступления вызовов для объединенного потока также подчиняется распределению Пуассона.

На рис. 10.1 представлены распределения Пуассона для двух средних значений  $\lambda t = 4$  и  $\lambda t = 7$ .

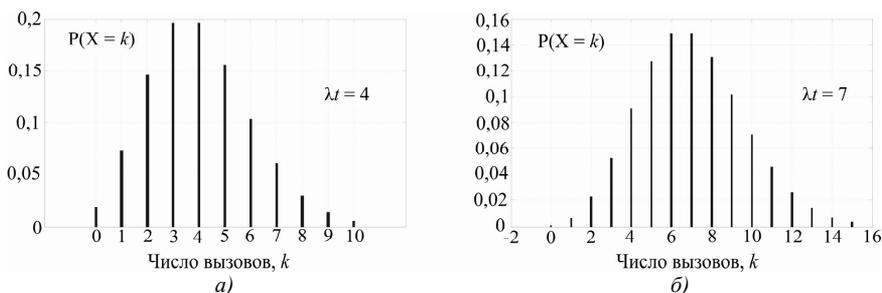


Рис. 10.1. Распределение Пуассона вероятности поступления вызовов

Рассмотрим экстремальные свойства распределения Пуассона. Для этого сравним вероятности  $P_{k-1}(t)$  и  $P_k(t)$ . На основании (10.1) легко показать, что

$$\frac{P_k(t)}{P_{k-1}(t)} = \frac{\lambda t}{k}.$$

Кроме того, с ростом  $k$  вероятность  $P_k(t)$  растет, пока сохраняется условие  $k < \lambda t$ , после чего, т.е. при  $k > \lambda t$ , начинает уменьшаться. При целом значении  $\lambda t$  функция  $P_k(t)$  достигает максимума в двух точках  $k = \lambda t$  и  $k = \lambda t - 1$ , что видно на рис. 10.1. При дробном значении  $\lambda t$  максимум функции  $P_k(t)$  наблюдается в одной точке  $k = [\lambda t]$ , где символ  $[\ ]$  означает целую часть числа  $\lambda t$ .

При вычислении вероятностей важную роль играет условие нормировки

$$\sum_{k=0}^{\infty} P_k(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(\lambda t)^k}{k!} e^{-\lambda t} = 1. \quad (10.2)$$

Из (10.1) следует, что распределение Пуассона зависит от одного параметра  $a$ . Определим основные характеристики распределения – математическое ожидание и дисперсию случайной величины  $X$ .

По смыслу задачи математическое ожидание уже определено и равно

$$\bar{X} = \bar{k} = a.$$

Дисперсию тоже легко найти. Она равна

$$D_X = D_k = a.$$

Таким образом, дисперсия случайной величины  $X$  равна ее математическому ожиданию. Выражение (10.1) позволяет рассчитывать вероятности различных событий. В частности, вероятность того, что за промежуток времени  $t$  не поступит ни одного вызова, равна

$$P_0(t) = P_0 = e^{-\lambda t}. \quad (10.3)$$

Теперь мы можем дать другое определение простейшего потока, а именно, считать простейшим такой поток моментов времени, для которого вероятность того, что расстояние между соседними моментами больше, чем  $t$ , определяется по формуле (10.3). В среде MATLAB распределение Пуассона определяет встроенная функция **poisspdf(k, a)**. Она позволяет рассчитать вероятность того, что поступит равно  $k$  вызовов, если математическое ожидание равно  $a$ .

Например, чтобы рассчитать вероятности поступления  $k = 0, 1, \dots, 5$  вызовов при  $a = 4$ , набираем в командной строке

```
>> p=poisspdf(0:5,4) <Enter>
p=
    0.0183    0.0733    0.1465    0.1954    0.1954    0.1563
```

График этого распределения приведен на рис. 10.1,а. Результаты расчетов позволяют заключить, что вероятность того, что не поступит ни одного вызова, равна  $P_0 = 0,0183$ , а процент интервалов длительности  $t$ , в которых будет по четыре вызова, составляет 19,54%. Такой же процент будет для интервалов, на которых окажется три вызова, как было показано выше.

Вероятность того, что в промежутке  $t$  поступит *не менее*  $i$  вызовов, равна

$$P_{k \geq i} = \sum_{k=i}^{\infty} P_k(t) = \sum_{k=i}^{\infty} \frac{(\lambda t)^k}{k!} e^{-\lambda t}. \quad (10.4)$$

Легко найти вероятность того, что за промежуток  $t$  будет сделан *хотя бы один* вызов. Эта вероятность равна

$$P^{(1)} = 1 - P_0(t) = 1 - e^{-\lambda t}. \quad (10.5)$$

Рассмотрим несколько примеров.

**Пример 10.1.** Интенсивность поступления вызовов от любого абонента сети равна  $\lambda_1 = 0,01$  вызв/ч. В соте насчитывается  $N_{аб} = 300$  абонентов ССПР. Какова вероятность того, что в течении часа позвонят 4 абонента?

*Решение.* Интенсивность суммарного потока вызовов равна

$$\lambda_{\Sigma} = \lambda_1 \cdot N_{аб} = 0,01 \cdot 300 = 3 \text{ вызв/ч.}$$

Согласно(10.1), вероятность того, что на базовую станцию поступит ровно 4 вызова, равна

$$P_4(t) = \frac{(3)^4}{4!} e^{-3} = 0,168.$$

**Пример 10.2.** В течение часа базовая станция получает в среднем 60 вызовов. Какова вероятность того, что за время  $\Delta t = 30$  секунд не будет ни одного вызова?

*Решение.* В нашем случае  $\lambda = 60$  вызв/ч. Математическое ожидание числа вызовов за  $\Delta t = 30$ с равно

$$a = \frac{\lambda \cdot \Delta t}{3600} = \frac{60 \cdot 30}{3600} = 0,5.$$

Таким образом, на основании (10.3) получаем

$$P_0(t) = e^{-a} = e^{-0,5} \approx 0,61.$$

**Пример 10.3.** На базовую станцию поступает в среднем за час 60 вызовов. Какова вероятность того, что за данную минуту поступит ровно 2 вызова?

*Решение.* Так как вызовы независимы друг от друга и распределены равномерно по оси времени, то число вызовов на любом участке  $\Delta t = 1$ мин подчиняется закону Пуассона. Математическое ожидание числа вызовов за минуту равно

$$a = \frac{\lambda \cdot \Delta t}{60} = \frac{60 \cdot 1}{60} = 1.$$

Вероятность поступления ровно 2 вызовов за минуту определяем по формуле (10.1):

$$P_2(t) = \frac{(1)^2}{2!} e^{-1} = 0,183.$$

Следующим важным понятием теории массового обслуживания является *время обслуживания* одного вызова или продолжительность разговора одного абонента. Длительность занятости канала связи является непрерывной случайной величиной  $\tau$ , плотность распределения вероятностей которой описывается экспоненциальным (показательным) законом

$$w(\tau) = \frac{1}{T_p} e^{-\tau/T_p}, \quad \tau \geq 0, \quad (10.6)$$

где  $T_p$  – средняя продолжительность разговора (занятости канала связи). Для функции (10.6) выполняется условие нормировки

$$\int_0^{\infty} w(\tau) d\tau = 1.$$

Математическое ожидание и дисперсия определяются обычным способом и записываются следующим образом:

$$\bar{\tau} = T_p \quad \text{и} \quad D_{\tau} = T_p^2. \quad (10.7)$$

Из (10.7) следует, что для показательного закона характерно равенство математического ожидания и среднеквадратического отклонения случайной величины  $\tau$ .

Произведение интенсивности поступления вызовов на среднюю продолжительность разговора дает среднюю интенсивность нагрузки (интенсивность трафика), измеряемую в эрлангах. Напомним, что эрлангом называется единица измерения телефонной нагрузки, которую создает абонент, занимая один канал в течение одного часа.

Таким образом, интенсивность нагрузки определяется величиной

$$A_a = \lambda T_p, \text{ Эрл.} \quad (10.8)$$

**Пример 10.4.** Предположим, что в час пик каждый абонент делает в среднем два вызова в час, а средняя продолжительность разговора составляет  $T_p = 3$  мин. или  $T_p = 1/20$  ч. Определить трафик на одного абонента.

*Решение.* По формуле (10.8) непосредственно получаем

$$A_a = \lambda T_p = 2 \cdot \frac{1}{20} = 0,1 \text{ Эрл.}$$

Таким образом, в данной сети один абонент создает телефонную нагрузку, равную  $1/10$  эрланга.

Приведенные выше основные положения теории телетрафика позволяют перейти к анализу моделей системы сотовой связи.

## 10.2. Модель системы сотовой связи с отказами

Во всех рассматриваемых моделях принимается, что поток вызовов подчиняется распределению Пуассона, а продолжительность обслуживания вызова – показательному распределению. Различные модели отличаются одна от другой тем, какая судьба ожидает те вызовы, которые поступили в моменты времени, когда все каналы, выделенные для соты, заняты разговаривающими абонентами.

Для характеристики поведения системы при такой ситуации вводят понятие *дисциплины обслуживания*.

Укажем основные способы обслуживания абонентов сети. В системе с отказами (модель Эрланга *B*), вызов и связанное с ним сообщение при отсутствии свободных каналов полностью теряются и на обслуживание больше не поступают. Это система с явными потерями сообщения (система с отказами) (lost-calls-cleared).

В системе с ожиданием (модель Эрланга *C*) поступившее сообщение не теряется. Не получившие обслуживания вызовы становятся в очередь и обслуживаются по мере освобождения каналов радиосвязи.

В системе с ограничением времени ожидания (модель Эрланга *A*) вызов, поступивший в момент занятости всех каналов, становится в очередь, но время ожидания не превышает средней продолжительности разговора, после

чего вызов теряется. Если за это время хотя бы один канал освобождается, то он предоставляется абоненту на оставшуюся часть среднего времени обслуживания.

При оценках емкости сотовых систем обычно используется модель Эрланга  $B$  (модель системы с отказами) [16, 18]. В этой системе вероятность того, что все каналы заняты (вероятность отказа), определяется по первой формуле Эрланга

$$P_B = \frac{A^N / N!}{\sum_{n=0}^N (A^n / n!)} \quad (10.9)$$

где  $N$  – число выделенных для связи физических каналов;  $A$  – выраженный в эрлангах трафик.

Табулированное представление выражения (10.9) приведено в приложении Б. Отметим, что в выражение (10.9) входят три параметра: число каналов  $N$ , трафик  $A$  и вероятность отказа  $P_B$ . Если известны любые два параметра, можно однозначно найти третий. Например, если известно число каналов и допустимая вероятность отказов (качество обслуживания), то находим трафик, который при этом может быть обслужен.

**Пример 10.5.** Общий трафик в соте мобильной системы составляет  $A = 20,3$  Эрл. Объем приемопередающего оборудования на БС предоставляет пользователям  $N = 30$  кан. Каждый абонент делает в среднем 3 вызова в час, и средняя продолжительность разговора составляет  $T_p = 2$  мин. Определить: а) трафик на одного абонента; б) вероятность отказа; в) число абонентов в соте, качество обслуживания которых соответствует данной вероятности отказа.

*Решение.* Средняя продолжительность разговора составляет 1/30 ч.

а) По формуле (10.8) находим нагрузку, создаваемую одним абонентом

$$A_a = \lambda T_p = 3 \cdot \frac{1}{30} = 0,1 \text{ Эрл.}$$

б) Вероятность отказа можно определить по таблице в Приложении Б. Она равна  $P_B = 0,01$  (1%).

Этот же результат получим, если выполнить расчет по формуле (10.9), который удобно организовать в среде MATLAB, набрав следующую последовательность команд:

```
>> A=20.3;      N=30;
>> S=0;
>> E1=A^N/factorial(N);
      for n=0:N
          S = S +A^n/ factorial(n);
      end
>> E2= S;      Pb=E1/E2      <Enter>
Pb=
    0.0098
```

в) Количество абонентов в соте, для которых вероятность отказа не будет превышать  $P_B = 0,01$ , можно определить следующим образом:

$$N_c = A / A_a = 20,3 / 0,1 = 203 \text{ абонента.}$$

Приведем некоторые дополнительные характеристики для модели Эрланга  $B$ .  
Вероятность того, что все каналы, выделенные для соты, свободны

$$P_{0B} = \frac{1}{\sum_{n=0}^N (A^n/n!)} \quad (10.10)$$

Вероятность того, что занято ровно  $k$  каналов:

$$P_{kB} = P_{0B} A^k/k! \quad (10.11)$$

Среднее число занятых каналов:

$$\bar{k} = P_{0B} \sum_{n=1}^N (A^n/(n-1)!). \quad (10.12)$$

Приведенные соотношения позволяют выполнять количественные оценки эффективности различных вариантов построения сетей подвижной связи и делать выводы относительно того, каким образом можно добиться оптимизации сотовой сети по тем или иным критериям.

**Пример 10.6.** В условиях задачи, приведенной в Примере 10.5, рассчитать дополнительные характеристики для модели Эрланга  $B$ . Определить: а) вероятность того, что все каналы свободны; б) вероятность того, что занято 10, 15 и 25 каналов; в) среднее число занятых каналов.

*Решение.* Все необходимые расчеты удобно выполнить в среде MATLAB.

а) В соответствии с (10.10) набираем программу

```
>> A=20.3; N=30;
>> S=0;
>> for n=0:N
    S=S+A^n/ factorial(n);
end
P0b=1/S
```

В результате получаем  $P_{0B} = 1,55 \cdot 10^{-9}$ .

б) Согласно (10.11) рассчитываем искомые вероятности:

```
>> A=20.3; P0b=1.552*10^-9;
>> k=[10 15 25];
>> Pkb=P0b*A.^k./ factorial(k);
Pkb=
```

```
0.0051 0.0486 0.0901
```

Таким образом,  $P_{10B} \approx 0,005$ ,  $P_{15B} \approx 0,05$  и  $P_{25B} \approx 0,09$ .

в) На основании (10.12) получаем:

```
>> A=20.3; N=30; P0b=1.55*10^-9;
>> S=0;
>> for n=1:N
    S=S+A^n/ factorial(n-1);
end
>> Mk=P0b*S
Mk=
20.10
```

Следовательно, среднее число занятых каналов равно  $\bar{k} = 20$  кан.

### 10.3. Расчет интенсивности нагрузки в зоне обслуживания

Существуют различные подходы к определению интенсивности нагрузки и необходимого числа каналов для обслуживания подвижных абонентов при проектировании сети [4, 8, 12, 24].

Для одной зоны обслуживания можно предложить простую модель, которая позволяет вычислить объем трафика, исходя из геометрии зоны и оценки плотности распределения мобильных станций. Подобная модель пригодна для проектирования как сотовых сетей, так и транкинговых сетей радиосвязи [19].

Рассмотрим зону обслуживания в пределах города или пригорода, ограниченную окружностью радиуса  $R_0$ .

Интенсивность нагрузки можно рассчитать, если удастся определить среднее число подвижных абонентов (автомобилей), находящихся на улицах в пределах круга радиуса  $R_0$ . Предполагаем, что улицы образуют решетку с квадратными ячейками со стороной квадрата  $a$ , как показано на рис. 10.2.

Рассчитаем общую длину улиц внутри круга. В первом квадранте длина улицы  $A_1B_1$  равна

$$A_1B_1 = \sqrt{R_0^2 - a^2}.$$

Далее

$$A_2B_2 = \sqrt{R_0^2 - (2a)^2},$$

$$\dots\dots\dots$$

$$A_kB_k = \sqrt{R_0^2 - (ka)^2}.$$

Суммарная длина улиц, ориентированных с запада на восток в одном квадранте, равна

$$L_{w0} = R_0 \sum_{k=1}^N \sqrt{1 - \left(\frac{ka}{R_0}\right)^2},$$

где  $N = R_0/a$  – число улиц в рассматриваемом квадранте от  $O$  до северной границы зоны.

Такая же длина улиц, проходящих с севера на юг в первом квадранте. Кроме того, необходимо учесть две улицы, проходящие через центр зоны.

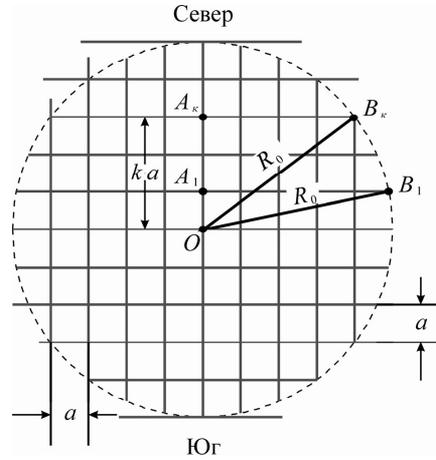


Рис. 10.2. Прямоугольная сетка городских улиц

Общая длина их составляет  $4R_0$ . Учитывая улицы в четырех квадрантах и центральные улицы, окончательно получаем

$$L = 8R_0 \sum_{k=1}^N \sqrt{1 - \left(\frac{ka}{R_0}\right)^2} + 4R_0$$

или

$$L = 8R_0 \left[ \sum_{k=1}^N \sqrt{1 - \left(\frac{ka}{R_0}\right)^2} + \frac{1}{2} \right]. \quad (10.13)$$

Считаем, что автомобили располагаются случайным образом со средним расстоянием между ними  $l_A$ . Тогда число подвижных объектов внутри круга определяется как

$$n_A = \frac{2L}{l_A}. \quad (10.14)$$

Двойка в числителе (10.14) означает, что движение на всех улицах двухстороннее, в один ряд в каждом направлении.

Если расстояния между улицами  $a = 80 \dots 300$  м и  $R_0 > 800$  м, то величина  $L$  может быть удовлетворительно аппроксимирована выражением [19]

$$L \approx 2\pi R_0^2 / a,$$

которое будем использовать в дальнейшем. Таким образом,

$$n_A = \frac{4\pi R_0^2}{al_A}. \quad (10.15)$$

Предположим, что каждый абонент создает в сети телефонную нагрузку  $A_a$ . Тогда *общая интенсивность нагрузки* в пределах круговой зоны обслуживания

$$A_\Sigma = \frac{4\pi R_0^2 A_a}{al_A}, \quad \text{Эрл.} \quad (10.16)$$

Фактическая интенсивность поступления вызовов  $A$  в системе радиосвязи будет всегда меньше, так как МС, нуждающиеся в обслуживании, могут находиться вне пределов радиовидимости внутри зоны обслуживания. С учетом этого можно записать

$$A = A_\Sigma \cdot F_u, \quad \text{Эрл,} \quad (10.17)$$

где  $F_u$  – доля мобильных станций, которые находятся в зоне уверенного приема, где средняя мощность принимаемого сигнала, изменяющегося по логарифмически-нормальному закону (см. гл. 6), выше заданного уровня.

Следует отметить, что МС, не охваченные радиообслуживанием вследствие низкого уровня сигнала, но сделавшие вызов, получают отказ, как если бы все каналы были заняты.

Таким образом, реальная вероятность отказа в системе радиосвязи с подвижными объектами должна учитывать отказы как из-за того, что все каналы заняты  $P_B$ , так и из-за того, что не все подвижные объекты охвачены радиообслуживанием:

$$P_{\text{отк}} = 1 - F_u (1 - P_B). \quad (10.18)$$

Если  $P_{\text{отк}}$  задается как требование к системе, то необходимо найти компромисс между  $F_u$  и  $P_B$ . Установим взаимное соответствие между радиусом зоны обслуживания  $R_0$  и общей интенсивностью нагрузки. Из (10.16) и (10.17) следует:

$$A = \frac{4\pi R_0^2 A_a F_u}{a l_\lambda}, \quad \text{Эрл.} \quad (10.19)$$

Рассмотрим следующий пример.

**Пример 10.7.** Основное движение объектов происходит в зоне радиуса  $R_0$ , которую обслуживает одна базовая станция. Рассчитать телетрафик в зоне при следующих исходных данных:

Расстояние между автомобилями	$l_\lambda = 95 \text{ м}$
Расстояние между улицами	$a = 210 \text{ м}$
Интенсивность поступления вызовов от одного абонента	$\lambda = 0,02 \text{ выз/мин}$
Средняя продолжительность разговора	$T_p = 3 \text{ мин}$
Доля общего числа машин в зоне обслуживания, для которых сигнал превышает порог	$F_u = 5/6$

*Решение.* Телефонная нагрузка, создаваемая одним абонентом, равна

$$A_a = \lambda \cdot T_p = 0,02 \cdot 3 = 0,06 \text{ Эрл.}$$

На основании (10.19) имеем:

$$A = \frac{4\pi R_0^2 \cdot 0,06 \cdot 5}{6 \cdot 95 \cdot 10^{-3} \cdot 210 \cdot 10^{-3}} = 10\pi R_0^2, \quad \text{Эрл,}$$

где  $R_0$  выражается в километрах.

Например, для  $R_0 = 2,4 \text{ км}$  величина нагрузки в зоне обслуживания составляет  $A = 180,9 \text{ Эрл}$ .

По таблице в Приложении Б находим, что для обслуживания этой нагрузки при вероятности отказа  $P_B = 3\%$  потребуется  $N = 190$  каналов. Как видим, количество каналов получилось довольно большим. Эту же территорию можно обслужить, задействовав значительно меньшее число каналов, если применить повторное использование одних и тех же каналов, для чего необходимо разделить зону обслуживания на соты.

#### 10.4. Эффективность сотовых сетей подвижной радиосвязи

Под эффективностью ССПР понимают некоторую характеристику, которая может служить показателем соответствия системы своему назначению,

указывая степень ее технического совершенства и экономической целесообразности. Отсюда ясно, что эффективность выражается в виде конкретного математического соотношения, в которое входят параметры, отражающие какое-либо характерное свойство системы.

Показателями совершенства систем передачи информации традиционно являются два критерия, которые известны как *частотная* и *энергетическая* эффективность [15]. Кроме этого используется также обобщенный показатель, который характеризует степень использования пропускной способности канала связи. Он называется *информационной эффективностью* системы.

Отметим, что все эти представления об эффективности мало пригодны для оценок, когда речь заходит о сотовых структурах.

Опыт проектирования и эксплуатации сотовых сетей показал, что эффективность ССПР удобно оценивать числом абонентов, приходящихся на выделенную полосу частот. Такой метод оценки достаточно нагляден и позволяет сравнивать друг с другом различные системы подвижной радиосвязи.

Допустим, что мобильные станции равномерно распределены на территории обслуживания, имеющей вид круга радиуса  $R_0$  с площадью  $S_0 = \pi R_0^2$ . Вся территория разделена на соты, образующие плоскую регулярную гексагональную решетку. Каждая сота представляет собой шестиугольник с радиусом описанной окружности  $R$ , имеющий площадь

$$S_c = \frac{3\sqrt{3}}{2} R^2 \approx 2,6R^2.$$

Количество базовых станций на территории обслуживания

$$N_{\text{БС}} = S_0/S_c = \frac{\pi R_0^2}{2,6R^2} \approx 1,21(R_0/R)^2. \quad (10.20)$$

Известно, что размерность кластера  $K$  является частотным параметром системы, так как определяет минимально возможное число каналов в ССПР. Если на каждой БС набор состоит из  $n_c$  каналов с шириной полосы каждого канала  $F_k$ , то общая полоса частот для ССПР (с учетом повторяемости частот) в направлении передачи составит

$$F_{\Sigma} = F_k \cdot n_c \cdot K. \quad (10.21)$$

Число активных абонентов на всей территории обслуживания равно

$$N_{\text{аб}} = N_{\text{БС}} \cdot n_c.$$

В этом случае эффективность использования выделенной полосы частот определяется как

$$\eta_f = \frac{N_{\text{аб}}}{F_{\Sigma}} = \frac{N_{\text{БС}} \cdot n_c}{F_k \cdot n_c \cdot K} = \frac{1,21 \cdot R_0^2}{F_k \cdot K \cdot R^2}, \quad \frac{\text{абон}}{\text{МГц}}. \quad (10.22)$$

Таким образом, эффективность ССПР не зависит от числа каналов на БС и возрастает с уменьшением радиуса ячейки  $R$ . Это объясняется тем, что уменьшая размеры ячеек можно повысить повторяемость частот, т.е. их одновременное использование в сети. Кроме того, формула (10.22) указывает на целесообразность уменьшения размерности кластера, хотя это приведет к повышению уровня внутрисистемных помех.

Можно предложить еще одну формулу для расчета эффективности сотовой сети

$$\eta_f = \frac{A_{\text{кл}}}{S_{\text{кл}}} \frac{1}{2F_{\text{к}} \cdot n_{\text{с}} \cdot K}, \quad \frac{\text{Эрл}}{\text{км}^2 \cdot \text{МГц}}, \quad (10.23)$$

где  $A_{\text{кл}}$  – телефонная нагрузка, приходящаяся на кластер;  $S_{\text{кл}}$  – площадь кластера.

Легко заметить, что в формуле (10.23) учитываются полосы частот, выделенные для обоих направлений.

Следует отметить, что выражения (10.22) и (10.23) представляют собой различные способы оценки. Сравнить их нельзя, поскольку у них различные размерности. Выбирают какое-то одно выражение и пользуются им для сравнения различных вариантов построения сети.

В дальнейшем будем использовать выражение (10.23).

В некоторых случаях для оценки влияния помеховой обстановки на скорость передачи информации используют формулу Шеннона для пропускной способности канала [15]

$$C = F \log_2 \left( 1 + \frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} \right), \quad \text{бит/с}, \quad (10.24)$$

где  $F$  – полоса пропускания радиотракта;  $\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} = \frac{P_{\text{пр.М}}}{P_{\text{ш.М}} + \sum_{i=1}^{k_2} P_{\text{п.Би}}}$  в соответствии с

(9.2).

Иногда для оценки используют пропускную способность, нормированную к полосе  $F$ , или спектральную эффективность [22]:

$$C' = C/F = \log_2 \left( 1 + \frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} \right), \quad \frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}}.$$

Следует отметить, что формула Шеннона справедлива для гауссовского канала. В условиях подвижной радиосвязи канал не является гауссовским, поэтому формулу (10.24) можно воспринимать как верхнюю границу скорости передачи информации.

## 10.5. Влияние секторизации сот на эффективность системы

Рассмотренная выше спектральная эффективность (10.23) является важнейшим параметром любой ССПР. Она показывает, какая величина телефонной нагрузки приходится на единицу площади обслуживаемой территории и на единицу выделенной полосы частот. Для повышения эффективности используют различные методы. Например, повышают компактность спектра цифрового сигнала, применяют дробление ячеек, секторизацию сот и др.

При неизменной размерности кластера секторизация приводит к двойственному результату.

Во-первых, секторизация ведет к уменьшению уровня внутрисистемных помех на совпадающих частотах. Вследствие направленности антенн БС уменьшается число МС, попадающих в зону луча. Это приводит к снижению уровня помех от передатчиков МС на входе приемника БС и наоборот. В результате отношение сигнал/помеха возрастает.

Во-вторых, секторизация делит территорию соты на отдельные секторы. Следовательно, выделенные для соты радиоканалы приходится теперь распределять между секторами, что снижает эффективность системы.

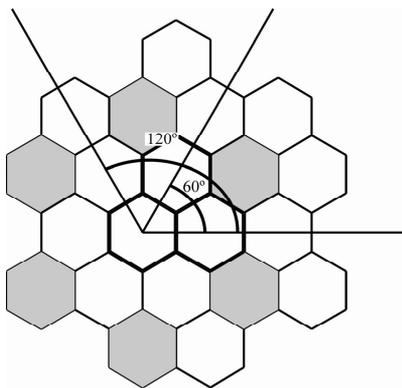


Рис. 10.3. Секторизация центральной соты

Считаем, что можно использовать двухлучевую модель распространения радиоволн для сигнала и помех. Мобильная станция, излучающая полезный сигнал (см. рис. 9.1), находится на краю своей соты ( $r = R$ ), а расстояния до источников помех примем равным защитному интервалу  $D = R\sqrt{3K}$ . Тогда

$$\rho_b^2 = \frac{\alpha_0 R^{-4}}{\sum_{j=1}^{k_1} \alpha_j D^{-4}}.$$

Принцип секторизации иллюстрирует рис. 10.3, где представлен кластер размерности  $K=3$  и окружающие его шесть кластеров первого круга.

Закрашены те ячейки в соседних кластерах, откуда от передатчиков МС могут приходиться помехи в приемный тракт БС, расположенной в центральной соте.

Рассмотрим отношение сигнал/помеха для различных случаев.

При ненаправленной антенне БС в приемник центральной БС в наихудшем случае приходят помехи из шести соседних кластеров. Составим выражение для приближенного расчета отношения сигнал/помеха

В нашем случае  $\alpha_0 = \alpha_j$ ,  $k_1 = 6$  и  $K=3$ , поэтому

$$\rho_B^2 = \frac{(R\sqrt{3K})^4}{6R^4} = \frac{(3K)^2}{6} = 13,5 \quad (11,3 \text{ дБ}).$$

При трехсекторной организации работы системы ширина главного лепестка ДН каждой антенны БС по уровню половинной мощности составляет  $\varphi_{0,5} = 120^\circ$ , поэтому на вход приемника БС поступают помехи только от двух источников (см. рис. 10.3). Тогда отношение сигнал/помеха равно

$$\rho_B^2 = \frac{(3K)^2}{2} = 40,5 \quad (16 \text{ дБ}).$$

Если принята шестисекторная система с шириной луча  $\varphi_{0,5} = 60^\circ$ , то на вход приемника БС поступает только одна помеха. Отсюда

$$\rho_B^2 = \frac{(3K)^2}{1} = 81 \quad (19 \text{ дБ}).$$

Таким образом, секторизация действительно повышает отношение сигнал/помеха в ССПР. Теперь необходимо выяснить, как обстоит дело с эффективностью ССПР. Для этого рассмотрим следующий пример.

**Пример 10.8.** В проектируемой ССПР используется стандарт GSM-900 (см. гл. 2). Для работы системы в плане частот (см. рис. 2.1) выделяются две полосы по 7,2 МГц, где размещаются 36 дуплексных радиоканалов с полосой пропускания  $F_k = 0,2$  МГц каждый. Технология МДВР позволяет организовать на каждой несущей по 8 окон, поэтому число физических каналов достигает  $n_{\text{кф}} = 36 \cdot 8 = 288$  кан.

Проектируемая сеть имеет следующие характеристики: вероятность блокирования вызова  $P_B = 2\%$ ; активность подвижного абонента  $A_a = 0,025$  Эрл; число мобильных средств на кв. км  $V = 20$  авт/км<sup>2</sup>; поверхностная плотность телефонной нагрузки в зоне обслуживания  $\beta = VA_a = 0,5$  Эрл/км<sup>2</sup>. Определить: а) снижение величины обслуживаемой нагрузки в результате секторизации сот; б) изменение максимально допустимого радиуса соты.

*Решение.* При размерности кластера  $K = 3$  на одну соту приходится

$$n_c = \frac{n_{\text{кф}}}{K} = \frac{288}{3} = 96 \text{ физ. кан.}$$

или 12 дуплексных радиоканалов.

По таблице вероятностей потерь в Приложении Б для  $P_B = 2\%$  и числа каналов  $n_c = 96$  кан. находим  $A_c = 84,1$  Эрл. Это и есть та нагрузка, которая может быть обслужена в соте.

Найдем максимальный радиус соты, при котором поверхностная плотность нагрузки на территории обслуживания равна заданной величине  $\beta$ .

По определению

$$\frac{A_0}{S_0} = \frac{A_{\text{кл}}}{S_{\text{кл}}} = \frac{A_c}{S_c} = \beta,$$

где  $A_0$ , Эрл и  $S_0$ , км<sup>2</sup> – нагрузка и площадь зоны обслуживания;  $A_{\text{кл}}$  и  $S_{\text{кл}}$  – нагрузка и площадь кластера;  $A_c$  и  $S_c$  – нагрузка и площадь соты. Тогда

$$\frac{A_c \cdot 2}{3\sqrt{3}R_{\text{max}}^2} = \beta, \quad \text{откуда } R_{\text{max}} = \sqrt{\frac{2A_c}{\beta \cdot 3\sqrt{3}}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 84,1}{0,5 \cdot 3\sqrt{3}}} = 8 \text{ км.}$$

Если увеличить радиус соты, то качество обслуживания абонентов не будет отвечать заданным требованиям. С другой стороны, уменьшение радиуса создает избыток ресурса системы.

При трехсекторном построении сети ( $M = 3$ ) на каждый сектор приходится

$$n_{\text{ск}} = n_c / M = 96 / 3 = 32 \text{ физ. кан.}$$

или 4 дуплексных радиоканала.

По таблице в Приложении Б находим нагрузку на сектор  $A_{\text{ск}} = 23,7$  Эрл. Для соты нагрузка составит величину

$$A_c = 3A_{\text{ск}} = 3 \cdot 23,7 = 71,1 \text{ Эрл.}$$

При этом максимально допустимый радиус соты определяется как

$$R_{\text{max}} = \sqrt{\frac{2A_c}{\beta \cdot 3\sqrt{3}}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 71,1}{0,5 \cdot 3\sqrt{3}}} = 7,4 \text{ км.}$$

Для шестисекторной соты ( $M = 6$ ) имеем

$$n_{\text{ск}} = n_c / M = 96 / 6 = 16 \text{ физ. кан.}$$

или 2 дуплексных радиоканала. Нагрузка на сектор составляет  $A_{\text{ск}} = 9,83$  Эрл, а на соту  $A_c = 58,98$  Эрл. Тогда максимальный радиус равен  $R_{\text{max}} = 6,7$  км.

Полученные результаты сведены в табл. 10.1.

Таблица 10.1

Изменения характеристик сети при секторизации

Тип антенны	Число радиоканалов в секторе	Число физ. кан в секторе	Телеф. нагрузка в секторе, Эрл	Число физ. кан в соте	Телеф. нагрузка в соте, Эрл	Макс. радиус соты
Ненаправл. $K = 3$	–	–	–	96	84,1	8
Трехсекторн. $K = 3$	4	32	23,7	96	71,1	7,4
Шестисекторн. $K = 3$	2	16	9,83	96	58,98	6,7

Приведенный пример позволяет убедиться в том, что секторизация уменьшает величину нагрузки, которую в состоянии обслужить аппаратные средства базовой станции без снижения качественных показателей, т.е. без увеличения вероятности отказа. Напомним, что все результаты справедливы для постоянной поверхностной плотности нагрузки и неизменной размерности кластера сотовой сети.

Рассмотрим теперь вычислительную процедуру, позволяющую исследовать зависимости эффективности сети от радиуса ячейки  $R$  при ненаправленной антенне БС. Она состоит из следующих шагов.

1. Задаем радиус соты  $R$  и находим площадь шестиугольной ячейки  $S_c = 3\sqrt{3}R^2/2$ .

2. Для фиксированной поверхностной плотности нагрузки  $\beta$  определяем величину нагрузки в соте  $A_c = \beta S_c$  и при заданной вероятности блокировки  $P_B$  по таблице Приложения Б находим необходимое число физических каналов в соте  $n_c$ .

3. Определяем число радиоканалов в соте  $n_k$ , учитывая, что  $m \cdot n_k \geq n_c$ , где  $m$  – число разговорных каналов на одной несущей.

4. Определяем общую занимаемую полосу частот в одном направлении для системы

$$F_{\Sigma} = F_k \cdot n_k \cdot K.$$

5. Находим спектральную эффективность системы для данного радиуса соты

$$\eta_f = \frac{A_c}{S_c} \frac{1}{2 \cdot F_k \cdot n_k \cdot K}.$$

Рассмотрим пример.

**Пример 10.9.** Исследовать зависимость эффективности ССПР стандарта GSM-900 от радиуса соты, если  $K = 3$ ;  $F_k = 0,2$  МГц;  $m = 8$ ;  $\beta = 0,5$  Эрл/км<sup>2</sup>.

*Решение.* Если поверхностная плотность телефонной нагрузки  $\beta$  постоянна, то с увеличением  $R$  нагрузка в соте увеличивается пропорционально квадрату радиуса. Может оказаться, что выбранное число каналов в соте превысит необходимое. Например, для  $R = 4$  км нагрузка на соту  $A_c = 28,8$  эрланга, для обслуживания которой при  $P_B = 2\%$  требуется  $n_c = 29$  физических каналов. Если установить на БС  $n_k = 3$  комплекта приемопередающего оборудования, т.е. организовать три радиоканала, то это составит  $n_c = n_k \cdot m = 3 \cdot 8 = 24$  физических канала, что недостаточно. Поэтому берем  $n_k = 4$ , что дает  $n_c = n_k \cdot m = 4 \cdot 8 = 32$ . Таким образом, три физических канала оказываются избыточным, что приведет к повышению качества обслуживания абонентов сверх установленной нормы.

Табл. 10.2 дает представление о снижении эффективности системы.

Таблица 10.2

Зависимость эффективности от радиуса соты

$R$ , км	$S_c$ , км <sup>2</sup>	$A_c$ , Эрл	$n_c$ , физ. кан.	$n_k$ , радиокан.	$2F_{\Sigma}$ , МГц	$\eta_f$ , $\frac{\text{Эрл}}{\text{км}^2 \cdot \text{МГц}}$
0,5	0,65	0,325	3	1	1,2	0,416
1	2,6	1,3	5	1	1,2	0,416
4	41,6	20,8	29	4	4,8	0,104
6	93,5	46,76	57	8	9,6	0,052
8	166,27	83,13	95	12	14,4	0,0347

В заключение исследуем зависимость эффективности системы от радиуса соты при установке на базовых станциях направленных антенн, т.е. при трехсекторной ( $M = 3$ ) и шестисекторной ( $M = 6$ ) организации работы ССПР.

По-прежнему считаем, что  $\beta = \text{const}$  и величина нагрузки в секторе равна

$$A_{\text{сект}} = \beta \frac{3\sqrt{3}R^2}{2M}, \text{ Эрл.}$$

По таблице в Приложении Б для заданного значения  $P_B$  находим число физических каналов. Особое внимание требуется при подсчете суммарной полосы частот ССПР. Эта полоса существенно зависит от выбранного стандарта (GSM, cdmaONE, cdma2000 и т.д.), числа секторов  $M$  и размерности кластера  $K$ . Для иллюстрации этих соображений рассмотрим следующий пример.

**Пример 10.10.** Исследовать зависимость эффективности ССПР стандарта GSM-900 от радиуса соты для двух типов секторизации ( $M = 3$  и  $M = 6$ ), если  $K = 3$ ;  $F_k = 0,2$  МГц;  $m = 8$ ;  $\beta = 0,5$  Эрл/км<sup>2</sup>.

*Решение.* Порядок вычислений совпадает с уже рассмотренным в примере 10.9. Результаты расчетов для  $M = 3$  сведены в табл. 10.3.

Таблица 10.3

Зависимость эффективности от радиуса при трехсекторной соте

$R$ , км	$S_c$ , км <sup>2</sup>	$S_{\text{сект}}$ , км <sup>2</sup>	$A_c$ , Эрл	$n_c$ , физ. кан	$n_k$ , рад. кан	Полоса частот в секторе, $F_k \cdot n_k$ , МГц	Полоса частот в соте, $F_k \cdot n_k \cdot M$ , МГц	$2F_{\Sigma}$ , МГц	$\eta_f$ , Эрл / (км <sup>2</sup> · МГц)
0,5	0,65	0,216	0,108	2	1	0,2	0,6	3,6	0,138
1	2,6	0,866	0,433	3	1	0,2	0,6	3,6	0,138
4	41,6	13,85	6,92	13	2	0,4	1,2	7,2	0,069
6	93,5	31,17	15,58	23	3	0,6	1,8	10,8	0,046
8	166,27	55,42	27,71	37	5	1,0	3,0	18,0	0,027

Аналогично выполняется расчет для  $M = 6$ .

Для графического изображения найденной зависимости можно воспользоваться программой **efficiency2.m** в среде MATLAB.

### Листинг 10.1

```
%{
Зависимость эффективности
от радиуса соты
}%
figure('Color','w');
x=[0.5 1 2 3 4 5 6 7 8];
y=[0.4167 0.4167 0.2083 0.148 0.104 0.0694 ...
0.0520 0.04167 0.0347];
semilogy(x,y,'Marker','s','MarkerSize',6,...
'MarkerEdgeColor','k','LineWidth',2,...
```

```

    'MarkerFaceColor','w');
axis([0.5 8 0.01 0.5])
grid on
hold on
%=====
x=[0.5 1 2 3 4 5 6 7 8];
y=[0.13 0.13 0.13 0.13 0.0739 0.059 ...
0.046 0.034 0.027];
semilogy(x,y,'Marker','d','MarkerSize',6,...
'MarkerEdgeColor','k','LineWidth',2,...
'MarkerFaceColor','w');
%=====
x=[0.5 1 2 3 4 5 6 7 8];
y=[0.069 0.069 0.069 0.069 0.063 0.0347 ...
0.0347 0.0231 0.0231];
semilogy(x,y,'Marker','^','MarkerSize',6,...
'MarkerEdgeColor','k','LineWidth',2,...
'LineStyle','--','MarkerFaceColor','w');
legend('Ненапр. антенна','Трехсект. антенна',...
'Шестисект. антенна')
%-----
ylabel('Эффективность сотовой сети','FontSize',12);
text(3.5,1.3*10^-2,'Радиус соты, км','FontSize',12)

```

Результаты работы программы **efficiency2.m** приведены на рис. 10.4.

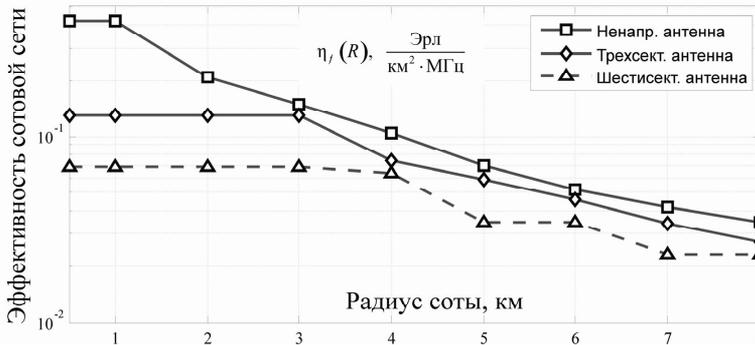


Рис. 10.4. Зависимость эффективности ССПР от радиуса соты

Отметим, что полученные зависимости справедливы в рамках принятых допущений для конкретного показателя эффективности, выраженного формулой (10.23).

Дальнейшие исследования дадут возможность расширить наши представления о взаимосвязи различных параметров ССПР, что позволит создавать более совершенные системы.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Характерной особенностью развития мобильных сетей ближайшего будущего является широкое участие в этом процессе ведущих фирм, играющих решающую роль в мировой экономике. Объясняется это тем, что мобильная связь в том или ином проявлении значительно влияет на всю мировую экономику, поскольку на сегодняшний день ее абонентами является примерно половина всего населения планеты, а именно 3,2 миллиарда человек. При этом рост абонентской базы продолжается. В течение следующих пяти лет общее число пользователей может достигнуть 4-х миллиардов человек. Показательно то, что эти явления приводят к образованию новых крупных производственных и финансовых образований, ускоряющих развитие отрасли.

На конференции Mobile World Congress (MWC 2013, Барселона) состоялась презентация торговой ассоциации GSMA (GSM Association), которая представляет интересы семи сотен операторов мобильной связи в более чем двухстах странах мира. Отмечалось, что развитию отрасли препятствует отсутствие единого стандарта. Внедрение широко принятых в мире сетей четвертого поколения на территории Евросоюза идет медленно, а в 17 из стран сообщества сети 4G вообще отсутствуют. В такой ситуации Евросоюз оказался из-за несовместимости различных стандартов сетей четвертого поколения и сложности выбора одного из них операторами в разных странах. Благодаря выделению определенных средств Евросоюз планирует к 2020 году разработать стандарт 5G и развернуть единую сеть в масштабах содружества.

Специалисты компании Sisco ввели понятие Всеобъемлющего Интернета (Internet of Everything – IoE), который обеспечивает интеллектуальную связь людей, процессов и физических объектов. Согласно прогнозам специалистов, Интернет и мобильная связь уже не могут развиваться независимо друг от друга, поскольку их пути становятся взаимосвязанными.

Таким образом, в настоящее время наблюдается постепенное слияние мобильных технологий с Интернетом. На этом строится развитие сетевой архитектуры у операторов мобильной связи, что окажет решающее влияние на облик будущего человечества.

## Литература

1. Ануфриев И.Е. MATLAB 7/ Ануфриев И.Е., Смирнов А.Б., Смирнова Е.Н. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 1104 с.
2. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник/ Баскаков С.И. – М.: Высш. школа, 1983. – 536 с.
3. Беллами Дж. Цифровая телефония/ Дж. Беллами; пер. с англ. под ред. А.Н. Берлина. – М.: Эко-Трендз, 2004. – 567 с.
4. Берлин А.Н. Цифровые сотовые системы связи/ Берлин А.Н. – М.: Эко-Трендз, 2007. – 296 с.
5. Берлин А.Н. Сотовые системы связи: учеб. пособ./ Берлин А.Н. – М.: БИНОМ, 2009. – 360 с.
6. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами/ Варакин Л.Е. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
7. Волков Л.Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учеб. пособ./ Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.
8. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь: учеб. пособ. для вузов/ Галкин В.А.: [2-е изд., перераб. и доп.]. – М.: Горячая линия – Телеком, 2012. – 592 с.
9. Долуханов М.П. Распространение радиоволн: учеб. для вузов/ Долуханов М.П. – М.: Связь, 1972. – 336 с.
10. Закиров З.Г. Сотовая связь стандарта GSM/ Закиров З.Г., Надеев А.Ф., Файзуллин Р.Р. – М.: Эко-Трендз, 2004. – 264 с.
11. Ипатов В.П. Широкополосные системы с кодовым разделением сигналов. Принципы и приложения/ Ипатов В.П. – М.: Техносфера, 2007. – 488 с.
12. Маковеева М.М. Системы связи с подвижными объектами/ Маковеева М.М., Шинаков Ю.С. – М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.
13. Мещеряков В.В. Задачи по статистике и регрессионному анализу с MATLAB/ Мещеряков В.В. – М.: Диалог-МИФИ, 2009. – 440 с.
14. Монзинго Р.А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию/ Монзинго Р.А., Миллер Т.У.; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
15. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации/ [А.Г. Зюко, А.И. Фалько, И.П. Панфилов и др.]. – М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.
16. Попов В.И. Основы сотовой связи стандарта GSM/ Попов В.И. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 296 с.
17. Прокис Дж. Цифровая связь/ Дж. Прокис; пер. с англ. под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
18. Ратынский М.В. Основы сотовой связи/ Ратынский М.В. – М.: Радио и связь, 2000. – 248 с.
19. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ; под. ред. У.К. Джейкса; пер. с англ. – М.: Связь, 1979. – 520 с.

20. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов/ Сергиенко А.Б. – СПб.: Питер, 2003. – 608 с.
21. Системы мобильной связи: учеб. пособ. для вузов/ [Ипатов В.П., Орлов В.И., Самойлов И.М. и др.]. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 272 с.
22. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение/ Скляр Б.: [2-е изд.]; пер. с англ. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
23. Сукачев Э.А. Сотовые сети радиосвязи с подвижными объектами: учеб. пособ./ Сукачев Э.А. – Одесса: УГАС им. А.С. Попова, 1996. – 82 с.
24. Сукачев Э.А. Сотовые сети радиосвязи с подвижными объектами: учеб. пособ./ Сукачев Э.А.: [2-е изд., испр. и доп.]. – Одесса: УГАС им. А.С. Попова, 2000. – 119 с.
25. Сукачев Э.А. Введение в теорию сигналов с управляемой межсимвольной интерференцией/ Сукачев Э.А., Шкулипа П.А. – Одесса: ВМВ, 2011. – 200 с.
26. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра/ Феер К.; пер. с англ. под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
27. Фрадин А.З. Антенно-фидерные устройства. учеб. пособие для вузов связи/ Фрадин А.З. – М.: Связь, 1977. – 440 с.

## СПИСОК РАСПРОСТРАНЕННЫХ АББРЕВИАТУР В ОБЛАСТИ ТЕХНИКИ СВЯЗИ

### А

AAL	ATM Adaptation Layer	уровень адаптации ATM
AB	Access Burst	интервал доступа
A-bis	Interface between BSC and BTS	интерфейс между контроллером базовой станции и базовой станцией
ACCH	Associated Control Channels	совмещенные каналы управление
ACTS	Advanced Communications Techniques and Service	программа развития технологий и связи
A/D	Analogue-to-Digital signal conversion	аналого-цифровой преобразователь (АЦП)
ADC	American Digital Cellular system	американская система цифровой сотовой радиотелефонной связи
ADM	Adaptive Delta Modulation	адаптивная дельта-модуляция
ADPCM	Adaptive Differential Pulse Code Modulation	адаптивная дифференциальная ИКМ
AFC	Automatic Frequency Control	автоматическая подстройка частоты (АПЧ)
AGC	Automatic Gain Control	автоматическая регулировка усиления (АРУ)
AGCH	Access Grant CHannel	канал разрешенного доступа
AM	Amplitude Modulation	амплитудная модуляция (АМ)
AMPS	American Advanced Mobile Phone Service	американский аналоговый стандарт сотовых систем подвижной радиосвязи
AON	All-Optical Network	полностью оптические сети связи
AOR	Atlantic Ocean Region	Район Атлантического океана
AORE	Atlantic Ocean Region East	Восточный Район Атлантического океана
AORW	Atlantic Ocean Region West	Западный Район Атлантического океана
ARFCN	Absolute Radio Frequency Channel Number	номер радиочастотного канала (абсолютный)
APK	Amplitude Phase Keying	амплитудно-фазовая манипуляция (АФМ)
ASK	Amplitude Shift Keying	амплитудная манипуляция (АМ)
ASPECT	Advanced Security for Personal Communications Technologies	усовершенствованная безопасность для персональных коммуникационных технологий (проект)
ATM	Asynchronous Transfer Mode	асинхронный режим передачи
AUC	Authentication Center	центр аутентификации (опознавания)
AWACS	ATM Wireless Access Communication System	беспроводный доступ к сети ATM
AWGN	Additive White Gaussian Noise	аддитивный белый гауссовский шум

## **B**

BCCH	Broadcast Control Channels	каналы передачи сигналов управления
BEF	Band Elimination Filter	режекторный фильтр
BER	Bit Error Rate	частота появления ошибочных битов
BFSK	Binary Frequency Shift Keying	двоичная частотная манипуляция
BH	Busy Hour	час наибольшей нагрузки (ЧНН)
BHLF	Basic High Level Functions	основные функции верхних уровней (модель OSI)
BIOS	Basic Input/Output System	базовая система ввода/вывода
B-ISDN	Broadband ISDN	широкополосная цифровая сеть интегрированных услуг
BLLF	Basic Low Level Function	основные функции нижних уровней (модель OSI)
BPF	Band-Pass Filter	полосовой фильтр (ПФ)
BSC	Base Station Controller	контроллер базовых станций
BSIC	Base Station Identity Code	идентификационный код базовой станции
BSS	Base Station System (BSC+BTS)	подсистема базовых станций (BSC+BTS)
BTS	Base Transceiver Station	приемо-передающая базовая станция

## **C**

CCCH	Common Control CHannels	общие каналы управления
CDMA	Code Division Multiple Access	многостанционный доступ к базовой станции с кодовым разделением сигналов подвижных станций
CD-ROM	Compact Disk-Read Only Memory	постоянное запоминающее устройство на компакт-диске
CELP	Code Excited Linear Prediction	вокодер с линейным предсказанием и кодовым возбуждением
CEPT	Conference of European Postal and Telecommunications Operators	Ассоциация европейских администраций почт и телекоммуникаций
C/I	Carrier-to-Interference power ratio	отношение мощности несущей к мощности помехи на совпадающей частоте
CMIP	Common Management Information Protocol	общий протокол управления информацией
C/N	Carrier-to-Noise ratio	отношение мощности несущей к мощности шума
C/No	Carrier-to-Noise density ratio	отношение мощности несущей к спектральной плотности мощности шума
COBUCO	COrdless BUisness COmmunication system	беспроводная система деловой связи (проект)
CPFSK	Continuous Phase Frequency Shift Keying	частотная манипуляция с непрерывной фазой
CPU	Central Processor Unit	блок центрального процессора
CRABS	Cellular Radio Access for Broadband Services	сотовый радиодоступ к широкополосным службам (проект)

CRC	Cyclic Redundancy Check Cyclic Redundancy Code	контроль достоверности посредством введения избыточности циклический избыточный код
CRM-HS	Cellular Radio Modem-High Speed	модем сотовой системы радиосвязи - высокоскоростной (скорость передачи данных 1200 - 9600 бит/с)
CRM-LS	Cellular Radio Modem-Low Speed	модем сотовой системы радиосвязи - низкоскоростной (скорость передачи данных 300 - 2400 бит/с)
CSPDN	Circuit Switched Public Data Network	сеть передачи данных общего пользования с коммутацией каналов

## D

D/A	Digital-to-Analogue signal conversion	цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП)
DAI	Digital Audio Interface (104 kbit/s)	дискретизация разговорного сигнала с частотой 8 кГц, когда на один отсчет приходится 13 бит (стандарт GSM)
DAMA	Demand-Assigned Multiple Access	многостанционный доступ с предоставлением каналов по требованию
DB	Dummy Burst	установочный интервал
DCPSK	Differential Coherent Phase Shift Keying	дифференциальная когерентная фазовая манипуляция
DCS 1800	Digital Cellular System	цифровая сотовая система (стандарт в диапазоне 1800 МГц)
DECT	Digital European Cordless Telecommunications	европейская система цифрового беспроводного телефона
DPCM	Differential Pulse Code Modulation	дифференциальная ИКМ
DS-CDMA	Direct Sequence-CDMA	широкополосный сигнал CDMA, сформированный методом прямого расширения спектра
DSI	Digital Speech Interpolation	интерполяция цифрового разговорного сигнала
DSL	Digital Subscriber Line	цифровая абонентская линия
DSP	Digital Signal Processing	цифровая обработка сигналов

## E

EBU	European Broadcasting Union	Европейский союз радиовещания
EHF	Extremely High Frequency	крайне высокие частоты (КВЧ)(30...300 ГГц)
EIR	Equipment Identification Register	регистр идентификации оборудования
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power	эквивалентная изотропноизлучаемая мощность (ЭИИМ)
$E_b/N_0$	Energy per bit / Noise density ratio	отношение энергии, приходящейся на бит, к спектральной плотности мощности шума
$E_s/N_0$	Energy per symbol / Noise density ratio	отношение энергии, приходящейся на символ, к спектральной плотности мощности шума

ERC	European Radiocommunications Committee	Европейский радиокommunikационный комитет
E-TACS	Extended TACS	расширенная версия стандарта TACS
ETSI	European Telecommunication Standards Institute	Европейский институт стандартов в области электросвязи
<b>F</b>		
FACCH	Fast Associated Control CHannel	быстрый совмещенный канал управления в стандарте GSM
FB	Frequency correction Burst	временной интервал подстройки частоты
FCCH	Frequency Correction CHannel	канал подстройки частоты
FDD	Frequency Division Duplex	система с частотным дуплексом
FDM	Frequency Division Multiplex	частотное разделение каналов (ЧРК)
FDMA	Frequency Division Multiplex Access	многостанционный доступ к БС с частотным разделением сигналов МС
FFSK	Fast Frequency Shift Keying	быстрая частотная манипуляция
FH	Frequency Hopping	скачки частоты
FIFO	First-In, First-Out	первым вошел - первым вышел
FM	Frequency Modulation	(порядок обслужи- частотная модуляция (ЧМ)
FPLMTS	Future Public Land Mobile Telecommunications System	международная система подвижной радиосвязи будущего
FSK	Frequency Shift Keying	частотная манипуляция (ЧМн)
FSS	Fixed Satellite Service	фиксированная спутниковая служба (ФСС)
<b>G</b>		
GEO	Geostacionary Earth Orbit Geo-Earth Orbit	геостационарная спутниковая орбита геостационарная спутниковая система
GMSC	Gateway Mobile Switching Center	шлюз мобильного коммутационного центра
GMSK	Gaussian Minimum frequency Shift Keying	частотная модуляция с минимальным частотным сдвигом, когда предмодуляционный фильтр имеет гауссовскую частотную характеристику
GP	Guard Period	защитный интервал
GPRS	General Packet Radio Services	обобщенные услуги пакетной радиопередачи
GSM	Global System for Mobile communications	европейский стандарт сотовой цифровой подвижной радиосвязи
<b>H</b>		
HDLC	High-level Data Link Control	высокоуровневый протокол управления каналом передачи данных
HDSL	High bit rate Digital Subscriber Lines	высокоскоростные цифровые линии абонентского доступа
HF	High Frequency	высокая частота

HLR	Home Location Register	регистр положения подвижной станции
HPA	High-Power Amplifier	усилитель мощности
HRDL	Hypothetical Reference Digital Link	гипотетическая эталонная цифровая линия
HSD	High-Speed Data	высокоскоростная передача данных
<b>I</b>		
ICMP	Internet Control Message Protocol	межсетевой протокол управления передачей сообщений
ID	IDentification	идентификация
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers	институт инженеров по электро-технике и радиоэлектронике (США)
IF	Intermediate Frequency	промежуточная частота
IMEI	International Mobile Station Equipment Identity	международный идентификационный номер оборудования подвижной станции
IMSI	International Mobile Subscriber Identity	международный идентификационный номер подвижного абонента
IMT-2000	International Mobile Telecommunications-2000	семейство стандартов наземной и спутниковой подвижной связи 3-го поколения
IN	Intelligent Network	интеллектуальная сеть
I/O	Input/Output	ввод/вывод
IOR	Indian Ocean Region	район Индийского океана
IP	Internet Protocol	межсетевой протокол
IPEI	International Portable Equipment Identity	международный код (идентификатор) портативной станции
IPII	International Portable User Identity	международный код (идентификатор)
I/Q	In-phase and Quadrature	синфазный и квадратурный каналы
ISC	International Switching Center	международный центр коммутации
ISDN	Integrated Services Digital Network	цифровая сеть интегрального обслуживания (ЦСИО)
ISO	International Standardization Organization	Международная организация по стандартизации
ITU-R	International Telecommunications Union – Radio sector	Международный союз электросвязи - сектор радиосвязи (МСЭ-Р)
<b>J</b>		
JDC	Japanese Digital Cellular system	японская цифровая система сотовой связи (стандарт)
J/S	Jam-to-Signal ratio	отношение помеха/сигнал
<b>K</b>		
KB	Keyboard	клавиатура
	KiloBit (KiloByte)	килобит (килобайт)
KGU	Know-Good Unit	заведомо исправный блок
KH	Know-How	новые знания, технологии

## L

LAN	Local Area Network	локальная вычислительная сеть (ЛВС)
LEO	Low-Earth Orbit	низкоорбитальная спутниковая система
LES	Land Earth Station	земная станция спутниковой связи (ЗС)
LHCP	Left-Hand Circular Polarization	круговая поляризация левостороннего вращения
LLC	Logical Link Control	уровень управления логическим каналом модели OSI-7
LNA	Low-Noise Amplifier	малощумящий усилитель (МШУ)
LO	Local Oscillator	задающий генератор (ЗГ)
LOSRRS	Line-Of-Sight Radio Relay System	радиорелейная система передачи прямой видимости
LPC	Linear Predictive Code	линейное кодирование с предсказанием
LPF	Low-Pass Filter	фильтр нижних частот (ФНЧ)
LTE	Long Term Evolution	долговременное развитие мобильных технологий UMTS
LTP	Long Term Predictor	устройство долгосрочного предсказания

## M

MAC	Medium Access Control	уровень управления доступом к среде передачи
MAP	Mobile Application Part	подсистема подвижной связи
MCC	Mobile Country Code	код страны в системе подвижной связи
MEO	Medium-Earth Orbit	спутниковая система со средневысотной орбитой
MIMO	Multi-Input Multi-Output	система с многими входами и многими выходами
MPLS	Multiprotocol Label Swithing	многопротокольная коммутация по меткам
MS	Mobile Station	подвижная станция в сотовой сети подвижной связи
MSC	Mobile Switching Center	центр коммутации подвижной связи
MSK	Minimum Shift Keying	частотная модуляция в цифровых системах с минимальным частотным сдвигом при индексе модуляции $m = 0,5$

## N

NB	Normal Burst	нормальный временной интервал в структуре временных кадров стандарта GSM
NF	Noise Factor	коэффициент шума
NMC	Network Management Center	центр управления сетью

NMT	Nordic Mobile Telephone	скандинавский аналоговый стандарт сотовых систем подвижной радиосвязи
NN	National Network	национальная сеть
NRZ	Non Return to Zero	без возвращения к нулю (формат кода)
NSP	Network Service Provider	поставщик сетевых услуг
<b>O</b>		
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access	ортогональный многочастотный доступ с частотным разделением
OMC	Operations and Maintenance Center	центр управления и обслуживания
O-QPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying	четырёхфазная ФМ со смещением цифровых последовательностей в квадратурных каналах на полутактовый интервал
OS	Out of Service	вне зоны обслуживания
OSI	Open Systems Interconnection	взаимодействие открытых систем
OSS	Operator Service System	система оператор услуг связи
<b>P</b>		
PA	Power Amplifier	усилитель мощности
PAX	Private Automatic eXchange	ведомственная (частная) АТС
PCH	Paging CHannel	канал для передачи вызова от базовой станции к подвижной
PCM	Pulse Code Modulation	импульсно-кодовая модуляция (ИКМ)
PCS 1900	Public Cellular System	цифровая сотовая сеть общего пользования (в диапазоне 1900 МГц)
PDH	Plesiochronous Digital Hierarchy	плезियोхронная цифровая иерархия
PDN	Packet Data Network	сеть пакетной передачи данных
PFD	Power Flux Density	плотность потока мощности
PLL	Phase-Lock Loop	система фазовой подстройки частоты (ФАПЧ)
PLMN	Public Land Mobile Network	сеть сухопутной подвижной связи общего пользования
PM	Phase Modulation	фазовая модуляция (ФМ)
PMR	Professional Mobile Radio или Private Mobile Radio	профессиональные (частные) системы
PMX	Packet Multiplexer	пакетный мультиплексор
PN	Pseudo-random Noise	псевдослучайный шум
POR	Pacific Ocean Region	район Тихого океана
PSD	Power Spectrum Density	спектральная плотность мощности
PSK	Phase Shift Keying	фазовая манипуляция
PSPDN	Packet Switched Public Data Network	коммутируемая сеть пакетной передачи данных общего пользования
PSTN	Public Switched Telephone Network	коммутируемая телефонная сеть общего пользования
PSU	Packet Switched Unit	блок пакетной коммутации
	Power Supply Unit	блок питания

## Q

QAM	Quadrature Amplitude Modulation	квадратурная амплитудная модуляция (КАМ)
QDPSK	Quadrature Differential Phase Shift Keying	четырёхпозиционная дифференциальная фазовая манипуляция (4-ОФМ)
QoS	Quality of Service	качество обслуживания
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	квадратурная фазовая модуляция

## R

RACH	Random Access Channel	канал случайного доступа от подвижной станции к базовой
RAX	Rural Automatic eXchange	сельская АТС
RCVR	ReCeIveR	приемник
REL P	Regular Exited Linear Prediction	вокодеере регулярным возбуждением и линейным предсказанием
RF	Radio Frequency	высокая частота радиосигнала (ВЧ)
RFP	Radio Fixed Part	стационарная часть радиостанций
RFPI	Radio Fixed Part Identity	идентификатор радиопорта
RHCP	Right-Hand Circular Polarization	круговая поляризация
RLCP	Radio Link Control Protocol	протокол управления радиоканалом, позволяющий МС взаимодействовать с сетью
RLP	Radio Link Protocol	протокол работы радиолинии
RMS	Root Mean Square	среднеквадратическое значение
RSL	Radio Signalling Link	радиолиния сигнализации
RSS	Radio Subsystem	подсистема радиооборудования (BSS)
RSSI	Received Signal Strength Indication	индикация уровня принимаемого сигнала
RZ	Return to Zero	с возвращением к нулю (формат кода)

## S

SACCH	Slow Associated Control CHannel	медленный совмещенный канал управления в стандарте GSM
SAW	Surface Acoustic Wave	поверхностная акустическая волна (ПАВ)
SCEG	Speech Coding Experts Group	экспертная группа по речевому кодированию
SCH	Synchronisation CHannel	канал синхронизации
SCPC	Single Channel Per Carrier	организация одного канала на одной несущей (ОКОН)
SDCCH	Stand-alone Dedicated Control CHannels	индивидуальные каналы управления в стандарте GSM
SDH	Synchronisation Digital Hierarchy	синхронная цифровая иерархия
SDMA	Space Domain Multiple Access	многостанционный доступ с пространственным разделением сигналов
SECOMS	Satellite EHF Communications for Mobile multimedia Services	спутниковая связь в диапазоне EHF для мобильных Услуг (проект)

SFH	Slow Frequency Hopping	медленные скачки по частоте в процессе сеанса связи
SIM	Subscriber Identity Module	модуль идентификации абонента (SIM-карта)
SINUS	Satellite Integration into Networks for UMTS Services	интеграция спутниковых сетей и UMTS (проект)
SMS	Satellite Multiservice System	спутниковая многофункциональная система
SMTP	Short Message Service Simple Mail Transfer Protocol	служба коротких сообщений простой протокол передачи почты
S/N	Signal-to-Noise	отношение сигнал/шум
SS7	Signalling System N 7	система сигнализации № 7
SSB	Single SideBand	однополосная амплитудная модуляция (ОБП)
SSMA	Spread-Spectrum Multiple Access	многостанционный доступ с разделением сигналов за счет расширения их спектра
SSS	Switching Subsystem	подсистема коммутации
SU	Selector Unit	устройство выбора кадра (в системе CDMA)
SUCOMS	Superconducting systems for COMmunications	сверхпроводящие системы для мобильной связи (проект)
S-UMTS	Satellite UMTS	спутниковый сегмент универсальной системы подвижной связи
<b>T</b>		
TACS	Total Access Communication System	аналоговый стандарт сотовой сети подвижной радиосвязи в Великобритании
TCE	TransCoding Equipment	транскодер цифровой сети связи с подвижными объектами
TCH	Traffic Channel	канал передачи речевых сообщений
Tears	Traffic Channel for speech/Full Speed	полноскоростной разговорный канал
TCH/HS	Traffic Channel for speech/Half Speed	полускоростной разговорный канал
TCP	Transmission Control Protocol	протокол управления передачей
TDD	Time Division Duplex	система с временным дуплексом
TDMA	Time Division Multiple Access	множественный доступ с временным разделением каналов
TETRA	TransEuropean Trunked Radio	европейский стандарт транкинговой системы подвижной радиосвязи
TFSK	Tamed Frequency Shift Keying	сглаженная частотная модуляция
TOMAS	Inter-trial Testbed Of Mobile Applications for Satellite communications	общий испытательный полигон для мобильных применений спутниковой связи (проект)
TRX	Transceiver	приемопередатчик
TSI	Time Slot Interchange	взаимообмен временными интервалами

## U

UCI	User Class Identifier	идентификатор категории пользователя
UER	Unsatisfactory Equipment Report	рекламация
UHF	Ultra High Frequency	ультравысокие частоты (УВЧ) (300...3000 МГц)
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System	универсальная система подвижной связи
UPS	Uninterruptable Power Source	источник бесперебойного питания
UTRA	UMTS Terrestrial Radio Access	наземная составляющая проекта UMTS

## V

VCO	Voltage Controlled Oscillator	генератор, управляемый напряжением (ГУН)
VHF	Very High Frequency	очень высокие частоты (ОВЧ)(30...300 МГц)
VLR	Visitor Location Register	регистр перемещения абонента
VSAT	Very Small Aperture Terminal	земная станция спутниковой связи с антенной малого диаметра
VSELP	Vector Sum Excited Linear Predictor	вокодер с возбуждением векторной суммой и линейным предсказанием

## W

WAP	Wireless Application Protocol	протокол доступа в Интернет через мобильные телефоны
WARC	World Administrative Radio Conference	Всемирная административная конференция по вопросам радиосвязи
W-CDMA	Wideband CDMA	широкополосная система CDMA
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access	высокоскоростной мобильный доступ в Интернет
WLAN	Wireless LAN	беспроводная ЛВС
WLL	Wireless Local Loop	система беспроводного доступа абонентов к коммутатору телефонной сети общего пользования
WWW	World Wide Web	всемирная «паутина» (интерактивная информационная сеть Internet)

АБГШ	аддитивный белый гауссовский шум
АДИКМ	адаптивная ДИКМ
АКФ	автокорреляционная функция
АМ	амплитудная модуляция
АР	антенная решетка
АЧХ	амплитудно-частотная характеристика
БС	базовая станция
ВКФ	взаимная функция корреляции
ГУН	генератор, управляемый напряжением
ДИКМ	дифференциальная ИКМ
ДН	диаграмма направленности

ЗГ	задающий генератор
ИКМ	импульсно-кодовая модуляция
КБС	контроллер базовой станции
КНД	коэффициент направленного действия
КСВН	коэффициент стоячей волны
КУ	коэффициент усиления антенны
МДВР	множественный доступ с временным разделением каналов
МДКР	множественный доступ с кодовым разделением каналов
МДЧР	множественный доступ с частотным разделением каналов
МС	мобильная станция
МСИ	межсимвольная интерференция
МШУ	малощумящий усилитель
ПАКФ	периодическая автокорреляционная функция
ПВКФ	периодическая взаимная корреляционная функция
ПЧ	промежуточная частота
ПСП	псевдослучайная последовательность
РЧ	радиочастота
СВ	симметричный вибратор
ССПР	сотовая сеть подвижной радиосвязи
СФ	согласованный фильтр
ТФОП	телефонная сеть общего пользования
УМ	усилитель мощности
ФМ-2	двоичная фазовая манипуляция
ФНЧ	фильтр нижних частот
ФЧХ	фазочастотная характеристика
ЦКСС	центр коммутации сотовой сети
ЧМ	частотная модуляция (манипуляция)
ШПС	шумоподобный сигнал

**ТАБЛИЦЫ ВЕРОЯТНОСТЕЙ ПОТЕРЬ  
НА ПОЛНОДОСТУПНОМ ПУЧКЕ ЛИНИЙ**

N	У, Эрл												
	P <sub>B</sub>												
	1.0%	1.2%	1.5%	2%	3%	5%	7%	10%	15%	20%	30%	40%	50%
1	.0101	.0121	.0152	.0204	.0309	.0526	.0753	.111	.176	.250	.429	.667	1.00
2	.153	.168	.190	.223	.282	.381	.470	.595	.796	1.00	1.45	2.00	2.73
3	.455	.489	.535	.602	.715	.899	1.06	1.27	1.60	1.93	2.63	3.48	4.59
4	.868	.922	.992	1.09	1.26	1.52	1.75	2.05	2.50	2.95	3.39	5.02	6.50
5	1.36	1.43	1.52	1.66	1.88	2.22	2.50	2.88	3.45	4.01	5.19	6.60	8.44
6	1.91	2.00	2.11	2.28	2.54	2.96	3.30	3.76	4.44	5.11	6.51	8.19	10.4
7	2.50	2.60	2.74	2.94	3.25	3.74	4.14	4.67	5.46	6.23	7.86	9.80	12.4
8	3.13	3.25	3.40	3.63	3.99	4.54	5.00	5.60	6.50	7.37	9.21	11.4	14.3
9	3.78	3.92	4.09	4.34	4.75	5.37	5.88	6.55	7.55	8.52	10.6	13.0	16.3
10	4.46	4.61	4.81	5.08	5.53	6.22	6.78	7.51	8.62	9.68	12.0	14.7	18.3
11	5.16	5.32	5.54	5.84	6.33	7.08	7.69	8.49	9.69	10.9	13.3	16.3	20.3
12	5.88	6.05	6.29	6.61	7.14	7.95	8.61	9.47	10.8	12.0	14.7	18.0	22.2
13	6.61	6.80	7.05	7.40	7.97	8.83	9.54	10.5	11.9	13.2	16.1	19.6	24.2
14	7.35	7.56	7.82	8.20	8.80	9.73	10.5	11.5	13.0	14.4	17.5	21.2	26.2
15	8.11	8.33	8.61	9.01	9.65	10.6	11.4	12.6	14.1	15.6	18.9	22.9	28.2
16	8.88	9.11	9.41	9.83	10.5	11.5	12.4	13.5	15.2	16.8	20.3	24.5	30.2
17	9.65	9.89	10.2	10.7	11.4	12.5	13.4	14.5	16.3	18.0	21.7	26.2	32.2
18	10.4	10.7	11.0	11.5	12.2	13.4	14.3	15.5	17.4	19.2	23.1	27.8	34.2
19	11.2	11.5	11.8	12.3	13.1	14.3	15.3	16.6	18.5	20.4	24.5	29.5	36.2
20	12.0	12.3	12.7	13.2	14.0	15.2	16.3	17.6	19.6	21.6	25.9	31.2	38.2
21	12.8	13.1	13.5	14.0	14.9	16.2	17.3	18.7	20.8	22.8	27.3	32.8	40.2
22	13.7	14.0	14.3	14.9	15.8	17.1	18.2	19.7	21.9	24.1	28.7	34.5	42.1
23	14.5	14.8	15.2	15.8	16.7	18.1	19.2	20.7	23.0	25.3	30.1	36.1	44.1
24	15.3	15.6	16.0	16.6	17.6	19.0	20.2	21.8	24.2	26.5	31.6	37.8	46.1
25	16.1	16.5	16.9	17.5	18.5	20.0	21.2	22.8	25.3	27.7	33.0	39.4	48.1
26	17.0	17.3	17.8	18.4	19.4	20.9	22.2	23.9	26.4	28.9	34.4	41.1	50.1
27	17.8	18.2	18.6	19.3	20.3	21.9	23.2	24.9	27.6	30.2	35.8	42.8	52.1
28	18.6	19.0	19.5	20.2	21.2	22.9	24.2	26.0	28.7	31.4	37.2	44.4	54.1
29	19.5	19.9	20.4	21.0	22.1	23.8	25.2	27.1	29.9	32.6	38.6	46.1	56.1
30	20.3	20.7	21.2	21.9	23.1	24.8	26.2	28.1	31.0	33.8	40.0	47.7	58.1
31	21.2	21.6	22.1	22.8	24.0	25.8	27.2	29.2	32.1	35.1	41.5	49.4	60.1
32	22.0	22.5	23.0	23.7	24.9	26.7	28.2	30.2	33.3	36.3	42.9	51.1	62.1
33	22.9	23.3	23.9	24.6	25.8	27.7	29.3	31.3	34.4	37.5	44.3	52.7	64.1
34	23.8	24.2	24.8	25.5	26.8	28.7	30.3	32.4	35.6	38.8	45.7	54.4	66.1
35	24.6	25.1	25.6	26.4	27.7	29.7	31.3	33.4	36.7	40.0	47.1	56.0	68.1
36	25.5	26.0	26.5	27.3	28.6	30.7	32.3	34.5	37.9	41.2	48.6	57.7	70.1
37	26.4	26.8	27.4	28.3	29.6	31.6	33.3	35.6	39.0	42.4	50.0	59.4	72.1
38	27.3	27.7	28.3	29.2	30.5	32.6	34.4	36.6	40.2	43.7	51.4	61.0	74.1
39	28.1	28.6	29.2	30.1	31.5	33.6	35.4	37.7	41.3	44.9	52.8	62.7	76.1
40	29.0	29.5	30.1	31.0	32.4	34.6	36.4	38.8	42.5	46.1	54.2	64.4	78.1

N	У, Эрл													
	РБ													
	1.0%	1.2%	1.5%	2%	3%	5%	7%	10%	15%	20%	30%	40%	50%	
41	29.9	30.4	31.0	31.9	33.4	35.6	37.4	39.9	43.6	47.4	55.7	66.0	80.1	
42	30.8	31.3	31.9	32.8	34.3	36.6	38.4	40.9	44.8	48.6	57.1	67.7	82.1	
43	31.7	32.2	32.8	33.8	35.3	37.6	39.5	42.0	45.9	49.9	58.5	69.3	84.1	
44	32.5	33.1	33.7	34.7	36.2	38.6	40.5	43.1	47.1	51.1	59.9	71.0	86.1	
45	33.4	34.0	34.6	35.6	37.2	39.6	41.5	44.2	48.2	52.3	61.3	72.7	88.1	
46	34.3	34.9	35.6	36.5	38.1	40.5	42.6	45.2	49.4	53.6	62.8	74.3	90.1	
47	35.2	35.8	36.5	37.5	39.1	41.5	43.6	46.3	50.6	54.8	64.2	76.0	92.1	
48	36.1	36.7	37.4	38.4	40.0	42.5	44.6	47.4	51.7	56.0	65.6	77.7	94.1	
49	37.0	37.6	38.3	39.3	41.0	43.5	45.7	48.5	52.9	57.3	67.0	79.3	96.1	
50	37.9	38.5	39.2	40.3	41.9	44.5	46.7	49.6	54.0	58.5	68.5	81.0	98.1	
51	38.8	39.4	40.1	41.2	42.9	45.5	47.7	50.6	55.2	59.7	69.9	82.7	100.1	
52	39.7	40.3	41.0	42.1	43.9	46.5	48.8	51.7	66.3	61.0	71.3	84.3	102.1	
53	40.6	41.2	42.0	43.1	44.8	47.5	49.8	52.8	57.5	62.2	72.7	86.0	104.1	
54	41.5	42.1	42.9	44.0	45.8	48.5	50.8	53.9	58.7	63.5	74.2	87.6	106.1	
55	42.4	43.0	43.8	44.9	46.7	49.5	51.9	55.0	59.8	64.7	75.6	89.3	108.1	
56	43.3	43.9	44.7	45.9	47.7	50.6	52.9	56.1	61.0	65.9	77.0	91.0	110.1	
57	44.2	44.8	45.7	46.8	48.7	51.5	53.9	57.1	62.1	67.2	78.4	92.6	112.1	
58	45.1	45.8	46.6	47.8	49.6	52.6	55.0	58.2	63.3	68.4	79.8	94.3	114.1	
59	46.0	46.7	47.5	48.7	50.6	53.6	56.0	59.3	64.5	69.7	81.3	96.0	116.1	
60	46.9	47.6	48.4	49.6	51.6	54.6	57.1	60.4	65.6	70.9	82.7	97.6	118.1	
61	47.9	48.5	49.4	50.6	52.5	55.6	58.1	61.8	66.8	72.1	84.1	99.3	120.1	
62	48.8	49.4	50.3	51.5	53.5	56.6	59.1	62.6	68.0	73.4	85.5	101.0	122.1	
63	49.7	50.4	51.2	52.5	54.5	57.6	60.2	63.7	69.1	74.6	87.0	102.6	124.1	
64	50.6	51.3	52.2	53.4	55.4	58.6	61.2	64.8	70.3	75.9	88.4	104.3	126.1	
65	51.5	52.2	53.1	54.4	56.4	59.6	62.3	65.8	71.4	77.1	89.8	106.0	128.1	
66	52.4	53.1	54.0	55.3	57.4	60.6	63.3	66.9	72.6	78.3	91.2	107.6	130.1	
67	53.4	54.1	55.0	56.3	58.4	61.6	64.4	68.0	73.8	79.6	92.7	109.3	132.1	
68	54.3	55.0	55.9	57.2	59.3	62.6	65.4	69.1	74.9	80.8	94.1	111.0	134.1	
69	55.2	55.9	56.9	58.2	60.3	63.7	66.4	70.2	76.1	82.1	95.5	112.6	136.1	
70	56.1	56.8	57.8	59.1	61.3	64.7	67.5	71.3	77.3	83.3	96.9	114.3	138.1	
71	57.0	57.8	58.7	60.1	62.3	65.7	68.5	72.4	78.4	84.6	98.4	115.9	140.1	
72	58.0	58.7	59.7	61.0	63.2	66.7	69.6	73.5	79.6	85.8	99.8	117.6	142.1	
73	58.9	59.6	60.6	62.0	64.2	67.7	70.6	74.6	80.8	87.0	101.2	119.3	144.1	
74	59.8	60.6	61.6	62.9	65.2	68.7	71.7	75.6	81.9	88.3	102.7	120.9	146.1	
75	60.7	61.5	62.5	63.3	66.2	69.7	72.7	76.7	83.1	89.5	104.1	122.6	148.0	
76	61.7	62.4	63.4	64.9	67.2	70.8	73.8	77.8	84.2	90.8	105.5	124.3	150.0	
77	62.6	63.4	64.4	65.8	68.1	71.8	74.8	78.9	85.4	92.0	106.9	125.9	152.0	
78	63.5	64.3	65.3	66.8	69.1	72.8	75.9	80.0	86.6	93.3	108.4	127.6	154.0	
79	64.4	65.2	66.3	67.7	70.1	73.8	76.9	81.1	87.7	94.5	109.8	129.3	156.0	
80	65.4	66.2	67.2	68.7	71.1	74.8	78.0	82.2	88.9	95.7	111.2	130.9	158.0	

N	У, Эрл												
	Рв												
	1.0%	1.2%	1.5%	2%	3%	5%	7%	10%	15%	20%	30%	40%	50%
81	66.3	67.1	68.2	69.6	72.1	75.8	79.0	83.3	90.1	97.0	112.6	132.6	160.0
82	67.2	68.0	69.1	70.6	73.0	76.9	80.1	84.4	91.2	98.2	114.1	134.3	162.0
83	68.2	69.0	70.1	71.6	74.0	77.9	81.1	85.5	92.4	99.5	115.5	135.9	164.0
84	69.1	69.9	71.0	72.5	75.0	78.9	82.2	86.6	93.6	100.7	116.9	137.6	166.0
85	70.0	70.9	71.9	73.5	76.0	79.9	83.2	87.7	94.7	102.0	118.3	139.3	168.0
86	70.9	71.8	72.9	74.5	77.0	80.9	84.3	88.8	95.9	103.2	119.8	140.9	170.0
87	71.9	72.7	73.8	75.4	78.0	82.0	85.3	89.9	97.1	104.5	121.2	142.6	172.0
88	72.8	73.7	74.8	76.4	78.9	83.0	86.4	91.0	98.2	105.7	122.6	144.3	174.0
89	73.7	74.6	75.7	77.3	79.9	84.0	87.4	92.1	99.4	106.9	124.0	145.9	176.0
90	74.7	75.6	76.7	78.3	80.9	85.0	88.5	93.1	100.6	108.2	125.5	147.6	178.0
91	75.6	76.5	77.6	79.3	81.9	86.0	89.5	94.2	101.7	109.4	126.9	149.3	180.0
92	76.6	77.4	78.6	80.2	82.9	87.1	90.6	95.3	102.9	110.7	128.3	150.9	182.0
93	77.5	78.4	79.6	81.2	83.9	88.1	91.6	96.4	104.1	111.9	129.7	152.6	184.0
94	78.4	79.3	80.5	82.2	84.9	89.1	92.7	97.5	105.3	113.2	131.2	154.3	186.0
95	79.4	80.3	81.5	83.1	85.8	90.1	93.7	98.6	106.4	114.4	132.6	155.9	188.0
96	80.3	81.2	82.4	84.1	86.8	91.1	94.8	99.7	107.6	115.7	134.0	157.6	190.0
97	81.2	82.2	83.4	85.1	87.8	92.2	95.8	100.8	108.8	116.9	135.5	159.3	192.0
98	82.2	83.1	84.3	86.0	88.8	93.2	96.9	101.9	109.9	118.2	136.9	160.9	194.0
99	83.1	84.1	85.3	87.0	89.8	94.2	97.9	103.0	111.1	119.4	138.3	162.6	196.0
100	84.1	85.0	86.2	88.0	90.8	95.2	99.0	104.1	112.3	120.6	139.7	164.3	198.0
102	85.9	86.9	88.1	89.9	92.8	97.3	101.1	106.3	114.6	123.1	142.6	167.6	202.0
104	87.8	88.8	90.1	91.9	94.8	99.3	103.2	108.6	116.9	125.6	145.4	170.9	206.0
106	89.7	90.7	92.0	93.8	96.7	101.4	105.3	110.7	119.3	128.1	148.3	174.2	210.0
108	91.6	92.6	93.9	95.7	98.7	103.4	107.4	112.9	121.6	130.6	151.1	177.6	214.0
110	93.5	94.5	95.8	97.7	100.7	105.5	109.5	115.1	124.0	133.1	154.0	180.9	218.0
112	95.4	96.4	97.7	99.6	102.7	107.5	111.7	117.3	126.3	135.6	156.9	184.2	222.0
114	97.3	98.3	99.7	101.6	104.7	109.6	113.8	119.5	128.6	138.1	159.7	187.6	226.0
116	99.2	100.2	101.6	103.5	106.7	111.7	115.9	121.7	131.0	140.6	162.6	190.9	230.0
118	101.1	102.1	103.5	105.5	108.7	113.7	118.0	123.9	133.3	143.1	165.4	194.2	234.0
120	103.0	104.0	105.4	107.4	110.7	115.8	120.1	126.1	135.7	145.6	168.3	197.6	238.0
122	104.9	105.9	107.4	109.4	112.6	117.8	122.2	128.3	138.0	148.1	171.1	200.9	242.0
124	106.8	107.9	109.3	111.3	114.6	119.9	124.4	130.5	140.3	150.6	174.0	204.2	246.0
126	108.7	109.8	111.2	113.3	116.6	121.9	126.5	132.7	142.7	153.0	176.8	207.6	250.0
128	110.6	111.7	113.2	115.2	118.6	124.0	128.6	134.9	145.0	155.5	179.7	210.9	254.0
130	112.5	113.6	115.1	117.2	120.6	126.1	130.7	137.1	147.4	158.0	182.5	214.2	258.0
132	114.4	115.5	117.0	119.1	122.6	128.1	132.8	139.3	149.7	160.5	185.4	217.6	262.0
134	116.3	117.4	119.0	121.1	124.6	130.2	134.9	141.5	152.0	163.0	188.3	220.9	266.0
136	118.2	119.4	120.9	123.1	126.6	132.3	137.1	143.7	154.4	165.5	191.1	224.2	270.0
138	120.1	121.3	122.8	125.0	128.6	134.3	139.2	145.9	156.7	168.0	194.0	227.6	274.0
140	122.0	123.2	124.8	127.0	130.6	136.4	141.3	148.1	159.1	170.5	196.8	230.9	278.0
142	123.9	125.1	126.7	128.9	132.6	138.4	143.4	150.3	161.4	173.0	199.7	234.2	282.0
144	125.8	127.0	128.6	130.9	134.6	140.5	145.6	152.5	163.8	175.5	202.5	237.6	286.0
146	127.7	129.0	130.6	132.9	136.6	142.6	147.7	154.7	166.1	178.0	205.4	240.9	290.0
148	129.7	130.9	132.5	134.8	138.6	144.6	149.8	156.9	168.5	180.5	208.2	244.2	294.0
150	131.6	132.8	134.5	136.8	140.6	146.7	151.9	159.1	170.8	183.0	211.1	247.6	298.0

N	Ү, Әрл												
	РБ												
	1.0%	1.2%	1.5%	2%	3%	5%	7%	10%	15%	20%	30%	40%	50%
152	133.5	134.8	136.4	138.8	142.6	148.8	154.0	161.3	173.1	185.5	214.0	250.9	302.0
154	135.4	136.7	138.4	140.7	144.6	150.8	156.2	163.5	175.5	188.0	216.8	254.2	306.0
156	137.3	138.6	140.3	142.7	146.6	152.9	158.3	165.7	177.8	190.5	219.7	257.6	310.0
158	139.2	140.5	142.3	144.7	148.6	155.0	160.4	167.9	180.2	193.0	222.5	260.9	314.0
160	141.2	142.5	144.2	146.6	150.6	157.0	162.6	170.2	182.5	195.5	225.4	264.2	318.0
162	143.1	144.4	146.1	148.6	152.7	159.1	164.7	172.4	184.9	198.0	228.2	267.6	322.0
164	145.0	146.3	148.1	150.6	154.7	161.2	166.8	174.6	187.2	200.4	231.1	270.9	326.0
166	146.9	148.3	150.0	152.6	156.7	163.3	168.9	176.8	189.6	202.9	233.9	274.2	330.0
168	148.9	150.2	152.0	154.5	158.7	165.3	171.0	179.0	191.9	205.4	236.8	277.6	334.0
170	150.8	152.1	153.9	156.5	160.7	167.4	173.2	181.2	194.2	207.9	239.7	280.9	338.0
172	152.7	154.1	155.9	158.5	162.7	169.5	175.3	183.4	196.6	210.4	242.5	284.2	342.0
174	154.6	156.0	157.8	160.4	164.7	171.5	177.4	185.6	198.9	212.9	245.4	287.6	346.0
176	156.6	158.0	159.8	162.4	166.7	173.6	179.8	187.8	201.3	215.4	248.2	290.9	350.0
178	158.5	159.9	161.8	164.4	168.7	175.7	181.7	190.0	203.6	217.9	251.1	294.2	354.0
180	160.4	161.8	163.7	166.4	170.7	177.8	183.8	192.2	206.0	220.4	253.9	297.5	358.0
182	162.3	163.8	165.7	168.3	172.8	179.8	185.9	194.4	208.3	222.9	256.8	300.9	362.0
184	164.3	165.7	167.6	170.3	174.8	181.9	188.1	196.6	210.7	225.4	259.6	304.2	366.0
186	166.2	167.7	169.6	172.3	176.8	184.0	190.2	198.9	213.0	227.9	262.5	307.5	370.0
188	168.1	169.6	171.5	174.3	178.8	186.1	192.3	201.1	215.4	230.4	265.4	310.9	374.0
190	170.1	171.5	173.5	176.3	180.8	188.1	194.5	203.3	217.7	232.9	268.2	314.2	378.0
192	172.0	173.5	175.4	178.2	182.8	190.2	196.6	205.5	220.1	235.4	271.1	317.5	382.0
194	173.9	175.4	177.4	180.2	184.8	192.3	198.7	207.7	222.4	237.9	273.9	320.9	386.0
196	175.9	177.4	179.4	182.2	186.9	194.4	200.8	209.9	224.8	240.4	276.8	324.2	390.0
198	177.8	179.3	181.3	184.2	188.9	196.4	203.0	212.1	227.1	242.9	279.6	327.5	394.0
200	179.7	181.3	183.3	186.2	190.9	198.5	205.1	214.3	229.4	245.4	282.5	330.9	398.0

**Q-ФУНКЦИЯ**

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-t^2/2} dt \quad Q(-x) = 1 - Q(x)$$

x	0.00	0.01	0.02	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07	0.08	0.09
0.0	0.5000	0.4960	0.4920	0.4880	0.4840	0.4801	0.4761	0.4721	0.4681	0.4641
0.1	0.4602	0.4562	0.4522	0.4483	0.4443	0.4404	0.4364	0.4325	0.4286	0.4247
0.2	0.4207	0.4168	0.4129	0.4090	0.4052	0.4013	0.3974	0.3936	0.3897	0.3859
0.3	0.3821	0.3783	0.3745	0.3707	0.3669	0.3632	0.3594	0.3557	0.3520	0.3483
0.4	0.3446	0.3409	0.3372	0.3336	0.3300	0.3264	0.3228	0.3192	0.3156	0.3121
0.5	0.3085	0.3050	0.3015	0.2981	0.2946	0.2912	0.2877	0.2843	0.2810	0.2776
0.6	0.2743	0.2709	0.2676	0.2643	0.2611	0.2578	0.2546	0.2514	0.2483	0.2451
0.7	0.2420	0.2389	0.2358	0.2327	0.2297	0.2266	0.2236	0.2206	0.2177	0.2148
0.8	0.2119	0.2090	0.2061	0.2033	0.2005	0.1977	0.1949	0.1922	0.1894	0.1867
0.9	0.1841	0.1814	0.1788	0.1762	0.1736	0.1711	0.1685	0.1660	0.1635	0.1611
1.0	0.1587	0.1562	0.1539	0.1515	0.1492	0.1469	0.1446	0.1423	0.1401	0.1379
1.1	0.1357	0.1335	0.1314	0.1292	0.1271	0.1251	0.1230	0.1210	0.1190	0.1170
1.2	0.1151	0.1131	0.1112	0.1093	0.1075	0.1056	0.1038	0.1020	0.1003	0.0985
1.3	0.968	0.0951	0.0934	0.0918	0.0901	0.0885	0.0869	0.0853	0.0838	0.0823
1.4	0.0808	0.0793	0.0778	0.0764	0.0749	0.0735	0.0721	0.0708	0.0694	0.0681
1.5	0.0668	0.0655	0.0643	0.0630	0.0618	0.0606	0.0594	0.0582	0.0571	0.0559
1.6	0.0548	0.0537	0.0526	0.0516	0.0505	0.0495	0.0485	0.0475	0.0465	0.0455
1.7	0.0446	0.0436	0.0427	0.0418	0.0409	0.0401	0.0392	0.0384	0.0375	0.0367
1.8	0.0359	0.0351	0.0344	0.0336	0.0329	0.0322	0.0314	0.0307	0.0301	0.0294
1.9	0.0287	0.0281	0.0274	0.0268	0.0262	0.0256	0.0250	0.0244	0.0239	0.0233
2.0	0.2275E-01	0.2222E-01	0.2169E-01	0.2118E-01	0.2068E-01	0.2018E-01	0.1970E-01	0.1923E-01	0.1876E-01	0.1831E-01
2.1	0.1786E-01	0.1743E-01	1.1700E-01	0.1659E-01	0.1618E-01	0.1578E-01	0.1539E-01	0.1500E-01	0.1463E-01	0.1426E-01
2.2	0.1390E-01	0.1355E-01	0.1321E-001	0.1287E-01	0.1255E-01	0.1222E-01	0.1191E-01	0.1160E-01	0.1130E-01	0.1101E-01
2.3	0.1072E-01	0.1044E-01	0.1017E-01	0.9903E-02	0.9642E-02	0.9387E-02	0.9137E-02	0.8894E-02	0.8656E-02	0.8424E-02

x	0.00	0.01	0.02	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07	0.08	0.09
2.4	0.8198E-02	0.7976E-02	0.7760E-02	0.7549E-02	0.7344E-02	0.7143E-02	0.6947E-02	0.6756E-02	0.6569E-02	0.6387E-02
2.5	0.6210E-02	0.6037E-02	0.5868E-02	0.5703E-02	0.5543E-02	0.5386E-02	0.5234E-02	0.5085E-02	0.4940E-02	0.4799E-02
2.6	0.4661E-02	0.4527E-02	0.4396E-02	0.4269E-02	0.4145E-02	0.4025E-02	0.3907E-02	0.3793E-02	0.3681E-02	0.3573E-02
2.7	0.3467E-02	0.3364E-02	0.3264E-02	0.3167E-02	0.3072E-02	0.2980E-02	0.2890E-02	0.2803E-02	0.2718E-02	0.2635E-02
2.8	0.2555E-02	0.2477E-02	0.2401E-02	0.2327E-02	0.2256E-02	0.2186E-02	0.2118E-02	0.2052B-02	0.1988E-02	0.1926E-02
2.9	0.1866E-02	0.1807E-02	0.1750E-02	0.1695E-02	0.1641E-02	0.1589E-02	0.1538E-02	0.1489E-02	0.1441E-02	0.1395E-02
3.0	0.1350E-02	0.1306E-02	0.1264E-02	0.1223E-02	0.1183E-02	0.1144E-02	0.1107E-02	0.1070E-02	0.1035E-02	0.1001E-02
3.1	0.9676B-03	0.9354E-03	0.9043E-03	0.8740E-03	0.8447E-03	0.8164E-03	0.7888E-03	0.7622E-03	0.7364E-03	0.7114E-03
3.2	0.6871E-03	0.6637E-03	0.6410E-03	0.6190E-03	0.5977E-03	0.5770E-03	0.5571E-03	0.5377E-03	0.5190E-03	0.5009E-03
3.3	0.4834E-03	0.4665E-03	0.4501E-03	0.4342E-03	0.4189E-03	0.4041E-03	0.3897E-03	0.3758E-03	0.3624E-03	0.3495E-03
3.4	0.3369E-03	0.3248E-03	0.3131E-03	0.3018E-03	0.2909E-03	0.2803E-03	0.2701E-03	0.2602E-03	0.2507E-03	0.2415E-03
3.5	0.2326E-03	0.2241E-03	0.2158E-03	0.2078E-03	0.2001E-03	0.1926E-03	0.1854E-03	0.1785E-03	0.1718E-03	0.1653E-03
3.6	0.1591E-03	0.1531E-03	0.1473E-03	0.1417E-03	0.1363E-03	0.1311E-03	0.1261E-03	0.1213E-03	0.1166E-03	0.1121E-03
3.7	0.1078E-03	0.1036E-03	0.9961E-04	0.9574E-04	0.9201E-04	0.8842E-04	0.8496E-04	0.8162E-04	0.7841E-04	0.7532E-04
3.8	0.7235E-04	0.6948E-04	0.6673E-04	0.6407E-04	0.6152E-04	0.5906E-04	0.5669E-04	0.5442E-04	0.5223E-04	0.5012E-04
3.9	0.4810E-04	0.4615E-04	0.4427E-04	0.4247E-04	0.4074E-04	0.3908E-04	0.3748E-04	0.3594E-04	0.3446E-04	0.3304E-04
4.0	0.3167E-04	0.3036E-04	0.2910E-04	0.2789E-04	0.2673E-04	0.2561E-04	0.2454E-04	0.2351E-04	0.2252E-04	0.2157E-04
4.1	0.2066E-04	0.1978E-04	0.1894E-04	0.1814E-04	0.1737E-04	0.1662E-04	0.1591E-04	0.1523E-04	0.1458E-04	0.1395E-04
4.2	0.1335E-04	0.1277E-04	0.1222E-04	0.1168E-04	0.1118E-04	0.1069E-04	0.1022E-04	0.9774E-05	0.9345E-05	0.8934E-05
4.3	0.8540E-05	0.8163E-05	0.7802E-05	0.7456E-05	0.7124E-04	0.6807E-05	0.6503E-05	0.6212E-05	0.5934E-05	0.5668E-05
4.4	0.5413E-05	0.5169E-05	0.4933E-05	0.4712E-05	0.4498E-05	0.4294E-05	0.4098E-05	0.3911E-05	0.3732E-05	0.3561E-05
4.5	0.3398E-05	0.3241E-05	0.3092E-05	0.2949E-05	0.2813E-05	0.2682E-05	0.2558E-05	0.2439E-05	0.2325E-05	0.2216E-05
4.6	0.2112E-05	0.2013E-05	0.1919E-05	0.1828E-05	0.1742E-05	0.1660E-05	0.1581E-05	0.1506E-05	0.1434E-05	0.1366E-05
4.7	0.1301E-05	0.1239E-05	0.1179E-05	0.1123E-05	0.1069E-05	0.1017E-05	0.9680E-06	0.9211E-06	0.8765E-06	0.8339E-06
4.8	0.7933E-06	0.7547E-06	0.7178E-06	0.6827E-06	0.6492E-06	0.6173E-06	0.5869E-06	0.5580E-06	0.5304E-06	0.5042E-06
4.9	0.4792E-06	0.4554E-06	0.4327E-06	0.4112E-06	0.3906E-06	0.3711E-06	0.3525E-06	0.3348E-06	0.3179E-06	0.3019E-06
5.0	0.2867E-06	0.2722E-06	0.2584E-06	0.2452E-06	0.2328E-06	0.2209E-06	0.2096E-06	0.1989E-06	0.1887E-06	0.1790E-06
5.1	0.1698E-06	0.1611E-06	0.1528E-06	0.1449E-06	0.1374E-06	0.1302E-06	0.1235E-06	0.1170E-06	0.1109E-06	0.1051E-06
5.2	0.9964E-07	0.9442E-07	0.8946E-07	0.8475E-07	0.8029E-07	0.7605E-07	0.7203E-07	0.6821E-07	0.6459E-07	0.6116E-07
5.3	0.5790E-07	0.5481E-07	0.5188E-07	0.4911E-07	0.4647E-07	0.4398E-07	0.4161E-07	0.3937E-07	0.3724E-07	0.3523E-07
5.4	0.3332E-07	0.3151E-07	0.2980E-07	0.2818E-07	0.2664E-07	0.2518E-07	0.2381E-07	0.2250E-07	0.2127E-07	0.2010E-07

$x$	0.00	0.01	0.02	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07	0.08	0.09
5.5	0.1899E-07	0.1794E-07	0.1695E-07	0.1601E-07	0.1512E-07	0.1428E-07	0.1349E-07	0.1274E-07	0.1203E-07	0.1135E-07
5.6	0.1072E-07	0.1012E-07	0.9548E-08	0.9011E-08	0.8503E-08	0.8022E-08	0.7569E-08	0.7140E-08	0.6735E-08	0.6352E-08
5.7	0.5990E-08	0.5649E-08	0.5326E-08	0.5022E-08	0.4734E-08	0.4462E-08	0.4206E-08	0.3964E-08	0.3735E-08	0.3519E-08
5.8	0.3316E-08	0.3124E-08	0.2942E-08	0.2771E-08	0.2610E-08	0.2458E-08	0.2314E-08	0.2179E-08	0.2051E-08	0.1931E-08
5.9	0.1818E-08	0.1711E-08	0.1610E-08	0.1515E-08	0.1425E-08	0.1341E-08	0.1261E-08	0.1186E-08	0.1116E-08	0.1049E-08
6.0	0.9866E-09	0.9276E-09	0.8721E-09	0.8198E-09	0.7706E-09	0.7242E-09	0.6806E-09	0.6396E-09	0.6009E-09	0.5646E-09
6.1	0.5303E-09	0.4982E-09	0.4679E-09	0.4394E-09	0.4126E-09	0.3874E-09	0.3637E-09	0.3415E-09	0.3205E-09	0.3008E-09
6.2	0.2823E-09	0.2649E-09	0.2486E-09	0.2332E-09	0.2188E-09	0.2052E-09	0.1925E-09	0.1805E-09	0.1693E-09	0.1587E-09
6.3	0.1488E-09	0.1395E-09	0.1308E-09	0.1226E-09	0.1149E-09	0.1077E-09	0.1009E-09	0.9451E-10	0.8854E-10	0.8294E-10
6.4	0.7769E-10	0.7276E-10	0.6814E-10	0.6380E-10	0.5974E-10	0.5593E-10	0.5235E-10	0.4900E-10	0.4586E-10	0.4292E-10
6.5	0.4016E-10	0.3758E-10	0.3515E-10	0.3289E-10	0.3076E-10	0.2877E-10	0.2690E-10	0.2516E-10	0.2352E-10	0.2199E-10
6.6	0.2056E-10	0.1922E-10	0.1796E-10	0.1678E-10	0.1568E-10	0.1465E-10	0.1369E-10	0.1279E-10	0.1195E-10	0.1116E-10
6.7	0.1042E-10	0.9731E-11	0.9086E-11	0.8483E-11	0.7919E-11	0.7392E-11	0.6900E-11	0.6439E-11	0.6009E-11	0.5607E-11
6.8	0.5231E-11	0.4880E-11	0.4552E-11	0.4246E-11	0.3960E-11	0.3693E-11	0.3443E-11	0.3210E-11	0.2993E-11	0.2790E-11
6.9	0.2600E-11	0.2423E-11	0.2258E-11	0.2104E-11	0.1961E-11	0.1826E-11	0.1701E-11	0.1585E-11	0.1476E-11	0.1374E-11
7.0	0.1280E-11	0.1192E-11	0.1109E-11	0.1033E-11	0.9612E-12	0.8946E-12	0.8325E-12	0.7747E-12	0.7208E-12	0.6706E-12
	$Q(x)$	$x$								
	1E-01	1.28115	1E-06	4.75342	1E-07	5.19934				
	1E-02	2.32635	1E-08	5.61200	1E-09	5.99781				
	1E-04	3.71902	1E-10	6.63134						
	1E-05	4.26489								







Учебное издание

*Сукачев Эдуард Алексеевич*

**Сотовые сети радиосвязи  
с подвижными объектами**

Учебное пособие

Редактор: Л.А. Кодрул  
Комп. набор и правка: А.А. Поспелова  
Комп. верстка: Ж.А. Гардыман