

М.В. Гаранин, В.И. Журавлев, С.В. Кунегин

СИСТЕМЫ И СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

*Рекомендовано Учебно-методическим объединением
по образованию в области информационной безопасности
в качестве учебного пособия для студентов
высших учебных заведений, обучающихся по специальностям
«Криптография», «Компьютерная безопасность»,
«Комплексное обеспечение информационной
безопасности автоматизированных систем»,
«Информационная безопасность
телекоммуникационных систем»*



Москва
«Радио и связь»
2001

УДК 621.396
ББК 32.884.1
С 40

Федеральная программа поддержки книгоиздания России

Р е ц е н з е н т: доктор техн. наук, профессор В.И. Нефедов

Гаранин М.В. и др.

С 40 Системы и сети передачи информации: Учеб. пособие для вузов / М.В. Гаранин, В.И. Журавлев, С.В. Кунегин.–М.: Радио и связь, 2001. – 336 с.: ил.

ISBN 5-256-01475-7.

Рассматриваются основы теории передачи информации, организации стандартизации в области телекоммуникаций, классификация и принципы построения сетей связи различного назначения. Описываются методы модуляции и кодирования, линии связи, аналоговые и цифровые системы передачи информации, вторичные сети телефонной и радиосвязи, спутниковые системы связи и системы подвижной радиосвязи.

Для студентов вузов, обучающихся по специальностям «Криптография», «Компьютерная безопасность», «Комплексное обеспечение информационной безопасности автоматизированных систем», «Информационная безопасность телекоммуникационных систем».

ББК 32.884.1

ПРЕДИСЛОВИЕ

Телекоммуникации и информационная безопасность телекоммуникационных систем являются в настоящее время одной из наиболее быстро развивающихся областей науки и техники. Жизнь современного общества уже невозможно представить без тех достижений, которые были сделаны в этих отраслях за последние годы. Непрерывно возрастает потребность общества в передаче различных потоков информации при сохранении ее конфиденциальности. Это обусловлено многими причинами и в первую очередь тем, что связь стала одним из самых мощных инструментов управления страной. Одновременно, претерпевая значительные изменения, становясь многосторонними и всеобъемлющими, системы электросвязи каждой страны все более интегрируются в мировое телекоммуникационное пространство.

В учебном пособии «Системы и сети передачи информации» систематизированы основные сведения о современном состоянии и перспективах развития систем телекоммуникаций: линиях связи, системах передачи и системах коммутации, представляющих физический уровень эталонной модели взаимодействия открытых систем Международной организации стандартизации.

Содержание учебного пособия «Системы и сети передачи информации» во многом соответствует дидактике телекоммуникационных дисциплин Государственных образовательных стандартов высшего профессионального образования по специальностям: «Криптография» (075100); «Компьютерная безопасность» (075200); «Комплексное обеспечение информационной безопасности автоматизированных систем» (075500); «Информационная безопасность телекоммуникационных систем» (075600).

Учебное пособие «Сети и системы передачи информации» основано на курсах лекций, читаемых авторами в Институте криптографии, связи и информатики (ИКСИ) Академии ФСБ РФ и Московском техническом университете связи и информатики (МТУСИ).

Вклад авторов в создание данного пособия равновелик.

Авторы выражают признательность Р.Ф. Григорьеву, Ю.И. Савватееву, В.А. Нагирному, С.Ф. Корневу, В.А. Вороне, Е.Б. Белову и другим специалистам в области телекоммуникаций и информационной безопасности телекоммуникационных систем за внимательное чтение рукописи и ценные замечания, позволившие, на взгляд авторов, значительно улучшить содержание пособия.

Глава 1

ОБЩИЕ ПОНЯТИЯ О ПЕРЕДАЧЕ ИНФОРМАЦИИ

1.1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Информация – это сведения о каких-либо процессах, событиях, фактах или предметах [8]. Известно, что 80...90 % информации человек получает через органы зрения и 10...20 % – через органы слуха. Другие органы чувств дают в сумме 1...2 % информации. Физиологические возможности человека не позволяют обеспечить передачу больших объемов информации на значительные расстояния.

Связь – техническая база, обеспечивающая передачу и прием информации между удаленными друг от друга людьми или устройствами [3, 5, 8]. Аналогия между связью и информацией такая же, как у транспорта и перевозимого груза. Средства связи не нужны, если нет информации, как не нужны транспортные средства при отсутствии груза.

Сообщение – форма выражения (представления) информации, удобная для передачи на расстояние. Различают оптические (телеграмма, письмо, фотография) и звуковые (речь, музыка) сообщения. Документальные сообщения наносятся на определенные носители (чаще всего на бумагу) и там же хранятся. Сообщения, предназначенные для обработки в компьютерных информационных системах, принято называть *данными*.

Информационный параметр сообщения – параметр, в изменении которого «заложена» информация. Для звуковых сообщений информационным параметром является мгновенное значение звукового давления, для неподвижных изображений – коэффициент отражения, для подвижных – яркость свечения участков экрана.

По характеру изменения информационных параметров различают *непрерывные* и *дискретные* сообщения.

Сигнал – физический процесс, отображающий передаваемое сообщение. Отображение сообщения обеспечивается изменением какой-либо физической величины, характеризующей процесс. Эта величина является *информационным параметром сигнала*.

Сигналы, как и сообщения, могут быть *непрерывными* и *дискретными*. Информационный параметр непрерывного сигнала с течением времени может принимать любые мгновенные значения

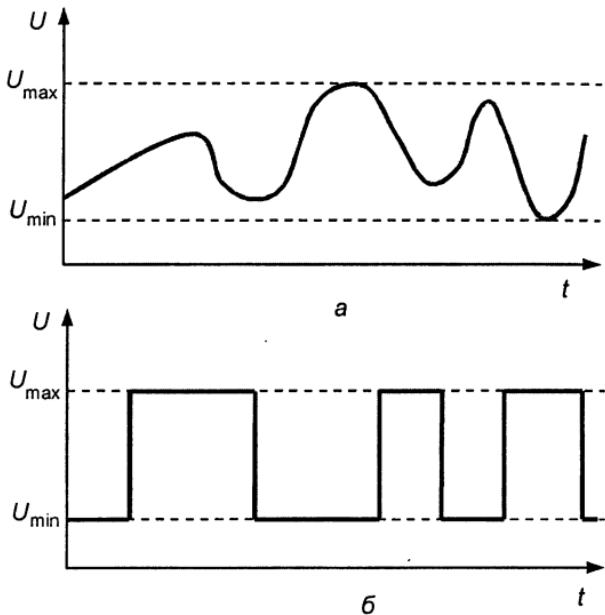


Рис. 1.1. Виды сигналов:

а – непрерывный; *б* – дискретный

в определенных пределах. Непрерывный сигнал часто называют аналоговым. Дискретный сигнал характеризуется конечным числом значений информационного параметра. Часто этот параметр принимает всего два значения. На рис.1.1 показаны виды непрерывного и дискретного сигналов.

В дальнейшем будем рассматривать принципы и средства связи, основанные на использовании электрической энергии в качестве переносчиков сообщений, т.е. электрических сигналов. Выбор электрических сигналов для переноса сообщений на расстояние обусловлен их высокой скоростью распространения (около 300 км/мс).

1.2. УРОВНИ ПЕРЕДАЧИ

В технике связи наряду с абсолютными единицами измерения параметров электрических сигналов (мощности, напряжения и тока) широко используются относительные единицы [7].

Уровнем передачи сигнала в некоторой точке канала или тракта называют логарифмическое преобразование отношения значения энергетического параметра S (мощности, напряжения или тока) к эталонному значению S_0 этого же параметра. Правило преобразования определяется формулой

$$p = m \log_a (S/S_0),$$

где m – масштабный коэффициент; a – основание логарифма.

Уровни передачи измеряются в децибелах, если справедливы соотношения:

для уровней по мощности: $p_m = 10 \lg (P/P_0)$;

для уровней по напряжению: $p_u = 20 \lg (U/U_0)$;

Уровень передачи называется *абсолютным*, если $P_0 = 1 \text{ мВт}$. Если теперь задать R_0 , то легко получить соответствующие величины напряжения U_0 и тока I_0 : $U_0 = \sqrt{P_0 R_0}$; $I_0 = \sqrt{P_0 / R_0}$. При $R_0 = 600 \Omega$ в практических расчетах принимают округленные значения: $U_0 = 0,775 \text{ В}$, $I_0 = 1,29 \text{ мА}$.

Измерительные уровни служат для определения уровней передачи с помощью измерительных приборов, называемых *указателями уровня*.

Для измерения уровня наиболее часто применяется схема эталонного генератора, показанная на рис.1.2. В этой схеме к входу исследуемого объекта, например некоторого четырехполюсника, подключается генератор испытательного сигнала с полностью определенными параметрами, т.е. должны быть известны его выходное сопротивление R_g , развиваемая ЭДС E_g (или напряжение на входе объекта U_{11}), входное сопротивление объекта $Z_{\text{вх}}$. К выходу объекта подключается указатель уровня с входным сопротивлением, равным номинальному значению сопротивления нагрузки R_h ; реальная нагрузка при этом отключается. В качестве испытательного при измерении уровней передачи чаще всего применяют одночастотный синусоидальный сигнал, частота которого также должна быть известна, а начальная фаза, как правило, не фиксируется.

Если генератор испытательного сигнала имеет внутреннее сопротивление 600 Ом и разрабатываемую ЭДС 1,55 В, то измеренный на сопротивлении R_h уровень называется *измерительным*.

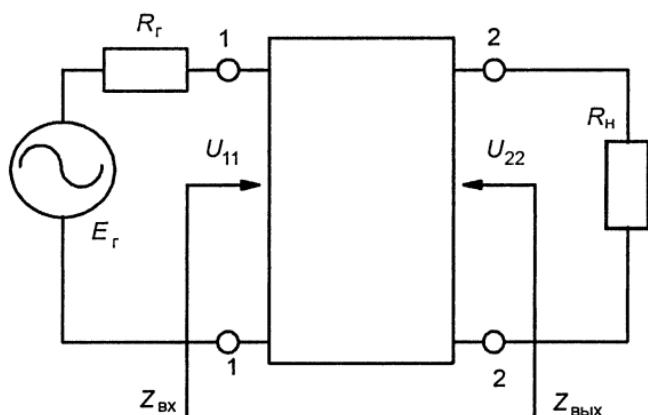


Рис. 1.2. Схема эталонного генератора

1.3. ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРВИЧНЫХ СИГНАЛОВ

Описание сигналов электросвязи необходимо для их адекватной обработки в процессе передачи. Описанием сигнала может служить некоторая функция времени. Определив каким-либо образом данную функцию, определим и сигнал. Однако такое полное определение сигнала не всегда требуется. Достаточно описание в виде нескольких параметров, характеризующих основные свойства сигнала с точки зрения его передачи.

Основными первичными сигналами электросвязи являются [2, 5, 7]: телефонный, звукового вещания, факсимильный, телевизионный, телеграфный, передачи данных.

Телефонный (речевой) сигнал. Звуки речи образуются в результате прохождения воздушного потока из легких через голосовые связки и полости рта и носа. Существуют два основных типа звуков речи: вокализованные и невокализованные. Вокализованные звуки образуются в результате колебаний голосовых связок с так называемой *частотой основного тона* (f_0 на рис.1.3), значения которой лежат в пределах от 50...80 Гц (бас) до 200...250 Гц (женский и детский голоса). Импульсы основного тона содержат большое число гармоник (до 40) ($2f_0, \dots, nf_0$ на рис.1.3), причем их амплитуды убывают с увеличением частоты со скоростью приблизительно 12 дБ на октаву (кривая 1 на рис.1.3). (Напомним, что октавой называется диапазон частот, верхняя частота которого в два раза выше нижней. Таким образом амплитуда гармоники $2f_0$ на 12 дБ больше амплитуды гармоники $4f_0$ и т.д.). При разговоре частота основного тона f_0 меняется в значительных пределах.

Невокализованные звуки речи имеют шумовой характер.

В процессе прохождения воздушного потока из легких через голосовые связки и полости рта и носа образуются звуки речи, причем распределение мощности по спектру меняется (кривая 2 на рис.1.3). Области повышенной мощности называются *формантами* (см. рис.1.3). Различные звуки речи содержат от двух до четырех формант. Высокое качество передачи телефонного сигнала характеризуется уровнем громкости, разборчивостью, естественным звучанием голоса, низким уровнем помех. Эти факторы определяют требования к телефонным каналам.

Рассмотрим основные параметры телефонного сигнала.

Мощность телефонного сигнала $P_{тлф}$. Согласно данным ITU-T средняя мощность телефонного сигнала в точке с нулевым измерительным уровнем на интервале активности составляет 88 мкВт. С учетом коэффициента активности (0,25) средняя мощность телефонного сигнала $P_{ср}$ равна 22 мкВт. Кроме речевых сигналов в канал связи могут поступать сигналы управления, набора номера и

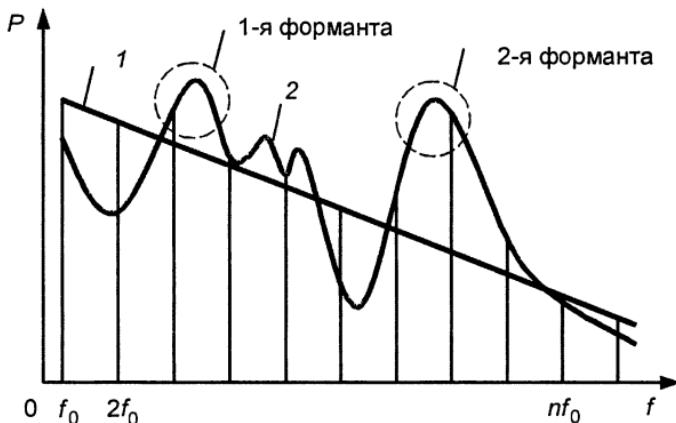


Рис. 1.3. Спектральный состав речевого сигнала

пр. С учетом этих сигналов среднюю мощность телефонного сигнала принимают равной 32 мкВт, т.е. средний уровень телефонного сигнала $P_{cp} = 10 \lg (32 \text{ мкВт}/1 \text{ мВт}) = -15 \text{ дБм0}$.

Коэффициент активности телефонного сообщения, т.е. отношение времени, в течение которого мощность сигнала на выходе канала превышает заданное пороговое значение, к общему времени занятия канала для разговора. При разговоре каждый из собеседников говорит приблизительно 50 % времени. Кроме того, отдельные слова, фразы отделяются паузами. Поэтому коэффициент активности составляет 0,25...0,35.

Динамический диапазон телефонного сигнала определяется выраженным в децибелах отношением максимальной мощности сигнала минимальной: $D_c = 10 \lg (P_{max}/P_{min})$; $D_c = 35...40 \text{ дБ}$.

Пик-фактор речевого сигнала $Q = 10 \lg (P_{max}/P_{cp}) = 14 \text{ дБ}$. При этом максимальная мощность, вероятность превышения которой исчезающе мала, равна 2220 мкВт (+3,5 дБм0).

Энергетический спектр речевого сигнала – область частот, в которой сосредоточена основная энергия сигнала (рис.1.4): $\beta = -10 \lg \left(\frac{\Pi^2(f)}{\Pi_0^2} \right) \cdot \Delta f$, где $\Pi^2(f)$ – спектральная плотность среднего квадрата звукового давления; Π_0 – порог слышимости (минимальное звуковое давление, которое начинает ощущаться человеком с нормальным слухом на частотах 600...800 Гц); $\Delta f = 1 \text{ Гц}$.

Речь представляет собой широкополосный процесс, частотный спектр которого простирается от 50...100 Гц до 8...10 кГц, а по некоторым данным и до 20 кГц. Установлено, однако, что качество речи получается вполне удовлетворительным при ограничении спектра частотами 300...3400 Гц. Эти частоты приняты ITU-T в каче-

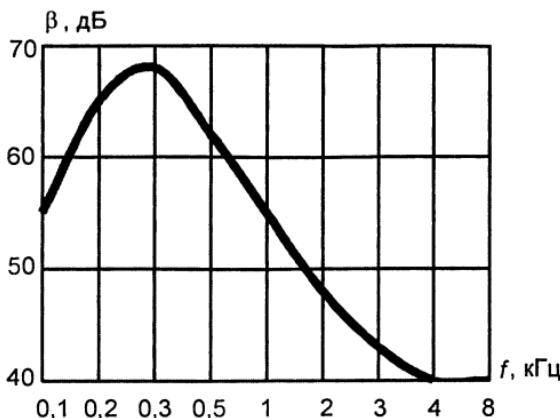


Рис. 1.4. Энергетический спектр речевого сигнала

стве границ эффективного спектра речи. При указанной полосе частот слоговая разборчивость составляет около 90 %, разборчивость фраз – более 99 % и сохраняется удовлетворительная натуральность звучания.

Сигналы звукового вещания. Источником звука при передаче программ вещания обычно являются музыкальные инструменты или голос человека. Рассмотрим его основные параметры.

Динамический диапазон вещательной передачи: речь диктора 25...35 дБ, художественное чтение 40...50 дБ, вокальные и инструментальные ансамбли 45...55 дБ, симфонический оркестр до 65 дБ. При определении динамического диапазона максимальным считается уровень, вероятность превышения которого равна 2 %, а минимальным – 98 %.

Средняя мощность сигнала вещания существенно зависит от интервала усреднения. В точке с нулевым измерительным уровнем средняя мощность составляет 923 мкВт при усреднении за час, 2230 мкВт – за минуту и 4500 мкВт – за секунду. Максимальная мощность сигнала вещания в точке с нулевым измерительным уровнем 8000 мкВт.

Частотный спектр сигнала вещания расположен в полосе частот 15...20000 Гц. При передаче как телефонного сигнала, так и сигналов вещания полоса частот ограничивается. Для достаточно высокого качества (каналы вещания первого класса) эффективная полоса частот должна составлять 0,05...10 кГц, для безуказиценного воспроизведения программ (каналы высшего класса) 0,03...15 кГц.

Факсимильный сигнал. Этот сигнал формируется методом построчной развертки. Частотный спектр первичного факсимильного сигнала определяется характером передаваемого изображения, скоростью развертки и размерами сканирующего пятна. Для параметров факсимильных аппаратов, рекомендованных ITU-T, верх-

ная частота сигнала может составлять 732, 1100 и 1465 Гц. Динамический диапазон сигнала равен около 25 дБ, пик-фактор равен 4,5 дБ при 16 градациях яркости.

Телевизионный сигнал. Этот сигнал также формируется методом развертки. Анализ показывает, что энергетический спектр телевизионного сигнала сосредоточен в полосе частот 0...6 МГц. Динамический диапазон $D_c \approx 40$ дБ, пик-фактор 4,8 дБ.

Цифровой сигнал. Основным параметром цифрового сигнала с точки зрения его передачи является требуемая скорость передачи, выражаемая в битах на секунду (бит/с).

Аналогичные параметры определяются и для каналов связи. Параметры каналов связи должны быть не меньше соответствующих параметров сигналов.

Свести параметры аналоговых сигналов к единому параметру (скорости передачи) позволяет преобразование этих сигналов в цифровые.

1.4. ОБОБЩЕННАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

Система электросвязи [6] – это совокупность технических средств и среды распространения, обеспечивающая передачу сообщений. Обобщенная структурная схема систем электросвязи показана на рис. 1.5.

Сообщение с выхода источника сообщения (ИС) при помощи преобразователя сообщение – сигнал (Пр. С-С) преобразуется в первичный электрический сигнал, которые не всегда удобно (а иногда невозможно) непосредственно передавать по линии связи. Поэтому первичные сигналы при помощи передатчика (ПРД) преобразуются в так называемые вторичные сигналы, характеристики которых хорошо согласуются с характеристиками линии связи. С вызова линии связи сигналы поступают на вход приемника (ПРМ) и через (Пр. С-С) – потребителю сообщения (ПС).



Рис. 1.5. Обобщенная структурная схема систем электросвязи

Канал связи – совокупность технических устройств (превращателей) и среды распространения, обеспечивающих передачу сигналов на расстояние.

Каналы и системы связи, использующие искусственную среду распространения (металлические провода, оптическое волокно), называются **проводными**, а каналы и системы связи, в которых сигналы передаются через открытое пространство – **радиоканалами и радиосистемами**.

1.5. КЛАССИФИКАЦИЯ ВИДОВ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

Условная классификация современных видов электросвязи показана на рис.1.6. Все виды электросвязи по типу передаваемых сообщений могут быть разделены на предназначенные для передачи звуковых и оптических сообщений. В зависимости от назначения сообщений виды электросвязи могут быть классифицированы на предназначенные для передачи сообщений **индивидуального и массового характера**. В зависимости от временного режима доставки сообщений виды электросвязи могут быть разделены на предназначенные для работы в **реальном времени** и осуществляющие **отложенную доставку** сообщений.



Рис.1.6. Современные виды электросвязи

Приведенная на рис.1.6 классификация достаточно условна, поскольку в последнее время наметилась тенденция объединения видов электросвязи в единую интегральную систему на основе цифровых методов передачи и коммутации для передачи всех видов сообщений.

1.6. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О СЕТЯХ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

Сеть связи – это совокупность технических средств, обеспечивающих передачу и распределение сообщений [2, 3]. Принципы построения сетей связи зависят от вида передаваемых и распределяемых сообщений.

Существуют следующие принципы построения (топологии) сетей:

- «каждый с каждым» (рис.1.7); сеть надежна, отличается оперативностью и высоким качеством передачи сообщений, на практике применяется при небольшом числе абонентов;
- радиальный («звезда») (рис.1.8): используется при ограниченном числе абонентских пунктов, расположенных на небольшой территории;
- радиально-узловой (рис.1.9): такую структуру имеют городские телефонные сети, если емкость сети не превышает 80...90 тыс. абонентов;
- радиально-узловой с узловыми районами (рис.1.10). Используется при построении телефонных сетей крупных городов.

Для обеспечения передачи индивидуальных сообщений необходимо связать (соединить) оконечные аппараты абонентов. Электрическая цепь (канал), состоящая из нескольких участков и обеспечивающая передачу сигналов между абонентами, называется соединительным трактом.

Процесс поиска и соединения электрических цепей называется коммутацией каналов. Сеть, обеспечивающая коммутацию ка-

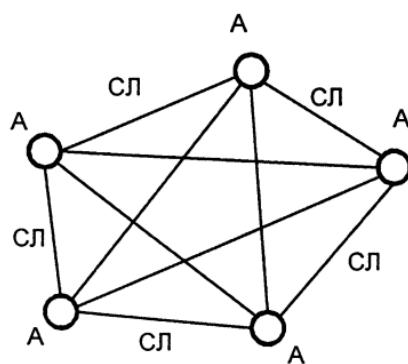


Рис.1.7. Топология сети «каждый с каждым»:

А – абонентское устройство;
СЛ – соединительная линия

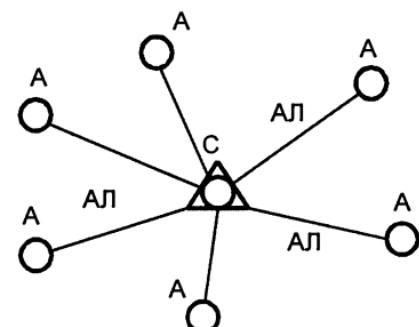


Рис. 1.8. Топология сети «звезда»:

А – абонентское устройство;
АЛ – абонентская линия;
С – станция

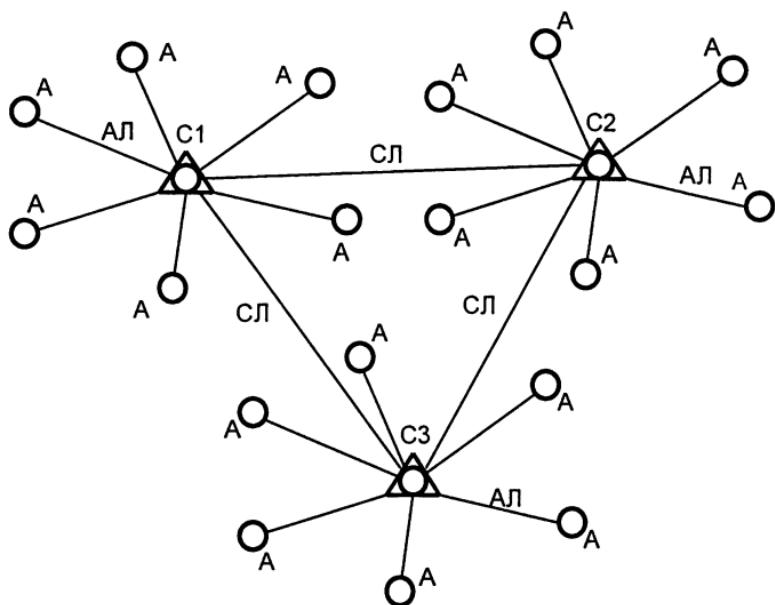


Рис. 1.9. Радиально-узловая топология сети:
 А – абонентское устройство; АЛ – абонентская линия;
 С_i – станции; СЛ – соединительная линия

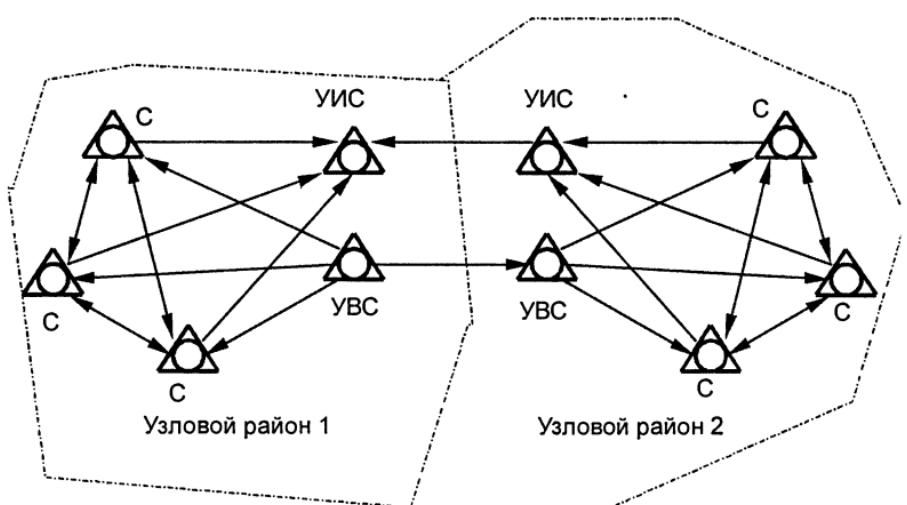


Рис. 1.10. Топология радиально-узловой сети с узловыми районами:
 УВС – узел входящих сообщений; УИС – узел исходящих сообщений

налов, называется *сетью с коммутацией каналов* (СКК). Узловые станции сети СКК называются *станциями коммутации*.

При передаче документальных сообщений кроме организации связи с коммутацией каналов возможно осуществлять поэтапную передачу сообщения от узла к узлу. Такой способ передачи получил название *коммутации сообщений*. Соответственно сеть, обеспечивающая коммутацию сообщений, называется *сетью с коммутацией сообщений* (СКС).

Разновидностью СКС является *сеть с коммутацией пакетов* (СКП). В этом случае полученное от передающего абонента сообщение разбивается на блоки (*пакеты*) фиксированной длины. Пакеты передаются по сети (необязательно по одному и тому же маршруту) и объединяются в сообщение перед выдачей принимающему абоненту. В свою очередь, СКП подразделяются на *дейтаграммные* (от англ. datagram) и сети *виртуальных каналов*. В дейтаграммных сетях каждый из пакетов рассматривается как независимый информационный блок, причем пакеты могут проходить через сеть по различным маршрутам. В сетях виртуальных каналов до передачи пакетов через сеть выбирается оптимальный в некотором смысле маршрут, по которому затем передаются пакеты. Последовательность узлов, входящих в выбранный маршрут, образуют собственно виртуальный канал.

Узловые станции СКС и СКП называются *центрами коммутации сообщений* (ЦКС) и *пакетов* (ЦКП) соответственно.

На практике наиболее широко применяются метод коммутации каналов и метод коммутации пакетов.

Телеграфные сети строятся по радиально-узловому принципу с учетом административно-территориального деления страны. Оконечными пунктами телеграфной сети являются либо отделения связи, либо телеграфные абоненты, обладающие телеграфной аппаратурой. Сеть имеет три уровня узловых пунктов: районные, областные и главные. Сеть передачи данных имеет схожую структуру. Сеть *факсимильной связи* строится на базе телефонной сети.

Важнейшими сетями передачи массовых сообщений являются сети вещания. *Вещание* – процесс одновременной передачи сообщений общего назначения широкому кругу абонентов при помощи технических средств связи.

Вещательная программа – последовательность передачи во времени различных сообщений. Организация вещания включает в себя две задачи: подготовку вещательных программ и доведение программ до абонентов. Основными требованиями к сетям вещания являются: охват вещанием всего населения страны, высокое качество передаваемых программ, надежность и экономичность.

Распределение программ в сети звукового вещания производится по каналам связи, разветвление – на специальных узлах.

Сеть каналов звукового вещания строится по радиально-узловому принципу. По способу доведения различают радиовещание и проводное вещание (по специальным проводным линиям или линиям телефонной связи).

Распределение программ в сети телевизионного вещания производится по каналам связи, разветвление – на специальных узлах. Сеть ТВ вещания строится по радиально-узловому принципу.

Используется два способа доведения ТВ программ: радиовещание с помощью радиотелевизионных передающих станций (РТПС) (эфирное ТВ) и проводное вещание (кабельное ТВ). Современной разновидностью эфирного ТВ является спутниковое телевизионное вещание с непосредственным приемом на установки, расположенные у абонентов. Закономерность распространения радиоволн метрового и дециметрового диапазона, которая будет рассмотрена ниже, ограничивает зону уверенного приема сигналов РТПС пределами оптической (прямой) видимости. Для увеличения зоны уверенного приема необходимо поднимать передающую и приемную антенны. Для типовых РТПС с опорами для антенн высотой 200...350 м радиус зоны обслуживания составляет 60...100 км. Останкинская телебашня при высоте 536 м обеспечивает радиус зоны обслуживания 120...130 км.

Передача газет в сети передачи газет обеспечивается факсимильным способом с использованием аналоговой аппаратуры «Газета-2», находящейся в эксплуатации более 20 лет. На территории России имеются 32 пункта приема газет, обычно расположенные непосредственно в типографиях. Пункт разветвления каналов находится на центральной междугородной телефонной станции, поскольку для передачи газет используются телефонные каналы. Газеты передаются ежедневно, по 4...5 ч в сутки. В настоящее время происходит спад нагрузки на данную сеть, поскольку применение аналогового способа передачи не удовлетворяет в полной мере требования, предъявляемые полиграфистами. Рассматривается возможность модернизации сети, а также использование других сетей (Internet и т.п.) для передачи газет.

В историческом плане все виды электросвязи длительный период развивались независимо друг от друга, в результате чего сформировались несколько независимых сетей. Вместе с тем сети общего пользования (Минсвязи) не справлялись с объемами передачи сообщений, требуемых для нормального экономического развития страны, и поэтому ряд министерств и ведомств стали создавать свои сети для удовлетворения собственных нужд. Такая техническая политика привела к еще большему разобщению технических средств, а эффективность совокупности сетей в масштабах страны оставалась низкой.

Уже в начале 60-х годов XX века стало ясно, что перспективным направлением развития связи должно стать объединение сетей. Можно выделить следующие предпосылки для объединения сетей: унификация методов преобразования, необходимость передачи сигналов в совпадающих направлениях, сходство функций систем передачи и коммутации.

В 70-х годах было принято решение о создании Единой автоматизированной сети связи (ЕАСС) Союза ССР. Работа по созданию сети ЕАСС не была завершена и прекратилась в связи с развалом СССР. В настоящее время этот проект, отражая изменение геополитической ситуации и новые революционные достижения в области связи, называется *Взаимоувязанной сетью связи* России. (ВСС) [3]. ВСС – это совокупность технически сопряженных сетей электросвязи общего пользования, ведомственных и других сетей электросвязи на территории России независимо от ведомственной принадлежности и форм собственности, обеспеченная общим централизованным управлением. Основными требованиями к ВСС являются надежность и экономичность.

Определенные технические средства ВСС участвуют в процессе передачи независимо от вида передаваемых сообщений. Совокупность этих элементов образует первичную сеть (ПС) ВСС (рис.1.11). В состав ПС входят сетевые узлы, сетевые станции и линии передачи.

Структура ПС учитывает административное деление страны. Территория страны поделена на зоны. Признак зоны – единая се-

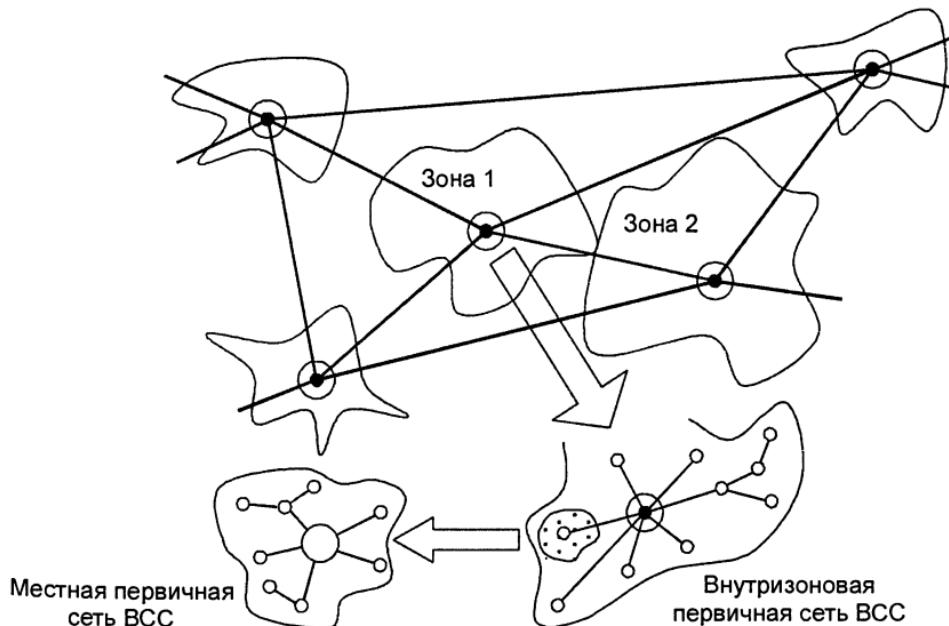


Рис. 1.11. Структура первичной сети ВСС

мизначная нумерация. Как правило, зоны совпадают с территориями областей. В соответствии с этим делением ПС состоит из отдельных частей:

- местные ПС (МСП) ограничены территорией города или сельского района;
- внутризоновые ПС (ВЗПС) охватывают территорию зоны и обеспечивают соединение местных сетей внутри зоны;
- магистральная ПС (СМП) соединяет зоновые сети.

Каждая сеть связи, входящая в ВСС, помимо технических средств первичной сети, использует устройства, присущие этой сети. Вторичная сеть (ВС) ВСС – совокупность технических средств, обеспечивающих передачу сообщений определенного вида. В состав ВС входят: оконечные абонентские устройства, абонентские линии (АЛ), коммутационные устройства и каналы, выделенные из ПС для организации данной ВС.

До недавнего времени Минсвязи РФ являлось практически единственным оператором связи, предоставлявшим услуги организациям и населению. Ведомственные сети обеспечивали потребности самих организаций. Однако изменение экономической ситуации в стране и общемировая тенденция отхода от монопольного государственного или частного владения сетями и средствами связи привели к принятию Закона о связи, фактически определяющего основные принципы демонополизации отрасли связи.

Закон о связи был принят Государственной Думой в 1995 г. Этот закон определяет:

- правовую основу деятельности в области связи в России;
- полномочия органов государственной власти по регулированию функционирования и развития отрасли связи (эти функции возложены на Министерство связи и информатизации Российской Федерации);
- права и обязанности физических и юридических лиц, участвующих в указанной деятельности и пользующихся ее результатами.

Кроме того, в том же году Правительство РФ утвердило программу демонополизации отрасли связи. В настоящее время тысячи предприятий имеют лицензии Минсвязи РФ на предоставление услуг электросвязи. Потребность абонентов в современных высококачественных услугах связи и, соответственно, готовность абонентов платить за услуги формируют значительный сектор рынка.

Однако традиционным монопольным операторам связи во всем мире, в том числе и отечественным, отягощенным громадным количеством коммутационного и каналаобразующего оборудования со значительными (до 20 лет и более) сроками окупаемости, тяжело проводить полномасштабную модернизацию своих сетей для

соответствия современным потребностям в услугах связи. Демонополизация в отрасли связи приводит к появлению новых агрессивных операторов связи, которые стучат в двери буквально каждого потенциального клиента, завлекают его более низкими ценами, повышенным качеством и разнообразием услуг.

Операторы ведомственных сетей наряду с ростом услуг связи для собственных пользователей планируют предоставлять услуги своих сетей прочим пользователям. Уже сейчас наметился рост конкуренции между традиционными операторами и альтернативными поставщиками услуг связи на базе сетей энергосистем, газопроводов, железных дорог и метрополитенов.

Демонополизация отрасли связи и, как ее результат, конкуренция операторов будет выигрышна для абонентов, что на базе развития современных телекоммуникационных технологий выразится в расширении количества и повышении качества услуг связи при снижении их стоимости.

1.7. ОРГАНИЗАЦИИ СТАНДАРТИЗАЦИИ В ОБЛАСТИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Цель деятельности организаций стандартизации в области телекоммуникаций заключается в создании единых международных стандартов. Отсутствие единых стандартов приводит к несовместимости оборудования различных производителей и, как следствие, невозможности организации международной связи. Организации стандартизации обеспечивают условия для обсуждения прогрессивных технологий, утверждают результаты этих обсуждений в виде официальных стандартов, а также обеспечивают распространение утвержденных стандартов.

Порядок работы организаций стандартизации по принятию стандартов может отличаться. Однако он схож в том, что производится несколько этапов разработки и обсуждения новых технологий, разработки проектов стандартов, голосования по всем или некоторым аспектам этих стандартов и, наконец, официального выпуска завершенных стандартов.

Наиболее известны следующие организации стандартизации.

Международная организация стандартизации (МОС) (International Standard Organization – ISO) – автор стандартов в различных областях деятельности, включая стандарты по телекоммуникациям. Членами ISO являются национальные организации стандартизации. Участие в ISO является добровольным. Наиболее известным стандартом ISO в области телекоммуникаций является эталонная модель взаимодействия открытых систем.

Сектор стандартизации телекоммуникаций Международного союза электросвязи (МСЭ-Т) (Telecommunication Standardization

Sector of International Telecommunication Union – ITU-T) – специализированный орган ООН, с 1993 г. преемник Международного консультативного комитета по телеграфии и телефонии (МККТТ) (Comite Consultatif International Telegraphique et Téléphonique – CCITT) – международная организация, разрабатывающая стандарты в области связи. Стандарты ITU-T называются Рекомендациями (Recommendation). Рекомендации объединены в серии, обозначаемые латинскими буквами. В пределах серии Рекомендации присваивается порядковый номер. Обозначение серии и номер Рекомендации отделяются друг от друга точкой, например V.90. Кроме ITU-T, в состав ITU входят Сектор радиосвязи МСЭ-Р (Radiocommunication Sector – ITU-R) и Сектор развития электросвязи (Telecommunication Development Sector – ITU-D). Стандарты ITU охватывают практически всю область телекоммуникаций.

Институт инженеров по электротехнике и электронике (Institute of Electrical and Electronic Engineers – IEEE) – профессиональная организация, разрабатывающая стандарты для сетей. Стандарты локальных сетей LAN являются наиболее известными стандартами IEEE по телекоммуникациям.

Европейский институт стандартизации электросвязи (European Telecommunications Standards Institute – ETSI). Определяет единую техническую политику в области телекоммуникаций для стран – членов Европейского сообщества. Наиболее известным стандартом ETSI является стандарт сотовой системы подвижной радиосвязи GSM.

Европейская конференция администраций почт и электросвязи (Conference of European Posts and Telegraphs – CEPT).

Американский национальный институт стандартизации (American National Standard Institute – ANSI) – координирующий орган добровольных групп по стандартизации в пределах США. ANSI является членом ISO. Широко известен стандарт ANSI по коммуникациям FDDI.

Ассоциация телекоммуникационной промышленности (Telecommunication Industrial Association – TIA) – одна из групп ANSI, выпускающая стандарты по телекоммуникациям. Самым известным стандартом TIA является стандарт сотовой системы подвижной радиосвязи США IS-54.

Ассоциация электронной промышленности (Electronic Industrial Association – EIA) – одна из групп ANSI.

Федеральная комиссия по связи (Federal Communication Commission – FCC) США. Правительственная организация США, занимающаяся регулированием в отрасли связи, в том числе распределением спектра радиочастот.

Совет по регуляции работы Internet (Internet Activities Board – IAB). Определяет основную политику в области глобальной

сети Internet. Включает в себя два подкомитета: исследовательский – IRTF (Internet Research Task Force) и стандартизации – IETF (Internet Engineering Task Force). Стандарты IAB называются «Request for Comments» (RFC) (Запрос для комментария).

Производители оборудования телекоммуникаций, заинтересованные в быстром продвижении некоторой конкретной технологии, также создают организации стандартизации в данной области. В качестве примера можно привести такие организации, как Форум ATM, Форум Frame Relay, Альянс Gigabit Ethernet и пр.

В нашей стране работы по стандартизации и регулированию в области связи наряду с Государственным комитетом по стандартизации, метрологии и сертификации (Госстандартом) проводят Минсвязи РФ и его подразделения: Государственная комиссия по электросвязи (ГКЭС), Государственная комиссия по распределению частот (ГКРЧ) и Главгоссвязьнадзор.

Список литературы к главе 1

1. ITU-T Recommendations. Series G, K, L, M, E, P, Q.
2. Автоматическая коммутация: Учеб. для вузов / О.Н. Иванова, М.Ф. Копп, З.С. Коханова, Г.Б. Метельский; Под ред. О.Н. Ивановой. – М.: Радио и связь, 1988. – 624 с.
3. Концепция развития связи Российской Федерации / В.Б. Булгак, Л.Е. Варакин, Ю.К. Ивашкевич и др.; Под ред. В.Б. Булгака, Л.Е. Варакина. – М.: Радио и связь, 1995. – 224 с.
4. Основы управления связью Российской Федерации / В.Б. Булгак, Л.Е. Варакин, А.Е. Крупнов и др.; Под ред. А.Е. Крупнова и Л.Е. Варакина. – М.: Радио и связь, 1998. – 184 с.
5. Теория электрической связи: Учеб. для вузов / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, В.И. Коржик, М.В. Назаров; Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 1998. – 433 с.
6. Назаров М.В., Прохоров Ю.Н. Теория электрической связи: Учеб. пособие. – М., 1990. – 72 с.
7. Цифровые и аналоговые системы передачи: Учеб. для вузов / В.И. Иванов, В.Н. Гордиенко, Г.Н. Попов и др.; Под ред. В.И. Иванова. – М.: Радио и связь, 1995. – 232 с.
8. Электросвязь. Введение в специальность: Учеб. пособие для вузов / В.Г. Дурнев, А.Ф. Зелевич, Б.И. Крук и др. – М.: Радио и связь, 1988. – 240 с.

Глава 2

МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ

2.1. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ

ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Приведем основные аналитические соотношения, которые будем использовать в дальнейшем. При рассмотрении этих соотношений будем осуществлять временное и частотное представление функций времени (сигналов).

Для прямого преобразования Фурье (спектральной функции) сигнала $s(t)$

$$\Phi[s(t)] = \hat{F}_s(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp(-j\omega t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp(-j2\pi ft) dt. \quad (2.1)$$

Для обратного преобразования Фурье –

$$\Phi^{-1}[\hat{F}_s(\omega)] = s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{F}_s(\omega) \exp(j\omega t) d\omega. \quad (2.2)$$

В ряде случаев для сокращения выкладок используется комплексное представление действительного сигнала $s(t)$

$$s(t) = s(t) + j\tilde{s}(t), \quad (2.3)$$

где $\tilde{s}(t)$ – сопряженный с $s(t)$ сигнал, определяемый на основе преобразования Гильберта,

$$\tilde{s}(t) = \Gamma[s(t)] = \lim_{\alpha \rightarrow 0} \left[\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{t-\alpha} \frac{s(\tau)}{t-\tau} d\tau + \frac{1}{\pi} \int_{t+\alpha}^{\infty} \frac{s(\tau)}{t-\tau} d\tau \right]. \quad (2.4)$$

Представление $s(t)$ в комплексной форме (2.3) называют представлением в аналитической форме или аналитическим сигналом.

Легко проверить, что $\Gamma[\cos \omega t] = \sin \omega t$, $\Gamma[\sin \omega t] = -\cos \omega t$. Следовательно, если имеется сигнал сложной формы

$$s(t) = \sum_k (I_k \cos \omega_k t + Q_k \sin \omega_k t), \quad (2.5)$$

то сопряженный ему сигнал

$$\tilde{s}(t) = \sum_k (I_k \sin \omega_k t - Q_k \cos \omega_k t).$$

Таким образом, каждая гармоническая составляющая сопряженного сигнала $\tilde{s}(t)$ повернута на угол $\pi/2$ относительно соответствующей составляющей исходного сигнала $s(t)$.

Применив (2.2) к $\tilde{s}(t)$, получим преобразование Фурье сопряженного сигнала

$$\dot{\tilde{F}}_s(\omega) = \begin{cases} \dot{F}_s(\omega) \exp(-j\pi/2) & \text{для } \omega > 0, \\ \dot{F}_s(\omega) \exp(j\pi/2) & \text{для } \omega < 0. \end{cases} \quad (2.6)$$

Спектральная функция комплексного сигнала $\dot{s}(t)$

$$\dot{F}_{\dot{s}}(\omega) = \begin{cases} 2\dot{F}_s(\omega) & \text{для } \omega > 0, \\ 0 & \text{для } \omega < 0. \end{cases} \quad (2.7)$$

Следовательно, для получения спектральной функции комплексного сигнала необходимо удвоить спектральную функцию исходного сигнала $s(t)$ при $\omega > 0$ и приравнять ее нулю при $\omega < 0$. Сигнал $s(t)$, спектральная функция которого равна нулю за пределами некоторой полосы частот, так что

$$\begin{aligned} \dot{F}_s(\omega) &= 0 \quad \text{при } \omega_0 - 0,5W > \omega > \omega_0 + 0,5W, \\ &\quad -\omega_0 + 0,5W > \omega > -\omega_0 - 0,5W, \end{aligned} \quad (2.8)$$

называется полосовым.

Для полосовых сигналов используется представление

$$s(t) = S(t) \cos \theta(t) = S(t) \cos [\omega_0 t + \phi(t)], \quad (2.9)$$

где $S(t) = \sqrt{s^2(t) + \tilde{s}^2(t)}$ – огибающая полосового сигнала $s(t)$;

$$\theta(t) = \arctg [\tilde{s}(t)/s(t)] – \text{полная фаза}. \quad (2.10)$$

Если $W/\omega_0 \ll 1$, то сигнал (2.10) называют узкополосным в спектральном смысле. Его можно представить в комплексной форме (2.3) как

$$\dot{s}(t) = \dot{S}(t) \exp(j\omega_0 t), \quad (2.11)$$

где

$$\dot{S}(t) = S(t) \exp[j\phi(t)] \quad (2.12)$$

– комплексная огибающая (комплексная амплитуда) сигнала.

Узкополосный сигнал можно рассматривать в виде суммы двух квадратурных составляющих:

$$s(t) = I(t) \cos \omega_0 t - Q(t) \sin \omega_0 t, \quad (2.13)$$

где

$$I(t) = s(t) \cos \omega_0 t + \tilde{s}(t) \sin \omega_0 t, \quad Q(t) = -s(t) \sin \omega_0 t + \tilde{s}(t) \cos \omega_0 t, \quad (2.14)$$

с помощью которых определяется мгновенная частота

$$f(t) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \frac{Q'(t)I(t) - Q(t)I'(t)}{Q^2(t) + I^2(t)}. \quad (2.15)$$

Между преобразованиями сигналов $s(t)$ и $\dot{S}(t)$ имеет место соотношение

$$\dot{F}_s(\omega) = \dot{F}_{\dot{S}}(\omega - \omega_0). \quad (2.16)$$

Представление узкополосных сигналов через комплексную огибающую можно распространить и на так называемые узкополосные системы. Узкополосными системами называются такие системы, отклик которых на произвольный входной сигнал $s(t)$ является узкополосным сигналом.

Пусть линейная узкополосная система с постоянными параметрами имеет импульсную характеристику $h(t)$ и частотную передаточную функцию $H(\omega)$. Импульсную характеристику $h(t)$ можно также представить в комплексной форме: $\dot{h}(t) = h(t) + j\tilde{h}(t)$. Ей соответствует частотная передаточная функция $\dot{H}_c(\omega) = 2H(\omega)U(\omega)$, где $U(\omega)$ согласно (2.7) есть частотная передаточная функция идеального фильтра верхних частот, пропускающего все «положительные» частоты.

Таким образом, отклик узкополосной системы в комплексной форме $\dot{x}(t)$ на входной сигнал $s(t)$ может быть получен как выходной сигнал последовательно включенных рассматриваемой узкополосной системы и фильтра верхних частот с частотной передаточной функцией $2U(\omega)$. Поскольку все операции являются линейными, то порядок их выполнения может быть произвольным, как показано на рис. 2.1.

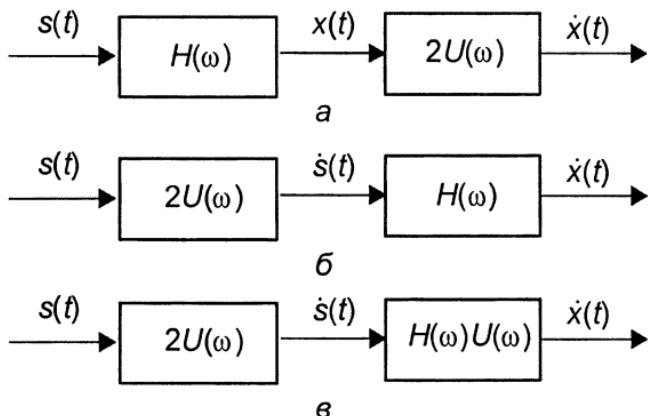


Рис. 2.1. Три эквивалентные схемы представления аналитического сигнала, соответствующего отклику линейной системы с постоянными параметрами

В варианте (рис. 2.1, в) линейная система имеет комплексную импульсную характеристику $\dot{h}(t)/2$, поэтому ее отклик на комплексный сигнал $s(t)$ определяется выражением

$$\dot{x}(t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\omega} \dot{h}(\tau) \dot{s}(t-\tau) d\tau. \quad (2.17)$$

Если $\dot{h}(t)$ и $\dot{s}(t)$ выразить через комплексные огибающие (2.13), то

$$\dot{x}(t) = \frac{1}{2} \exp(j\omega_0 t) \int_{-\infty}^{\infty} \dot{H}(\tau) \dot{S}(t-\tau) d\tau, \quad (2.18)$$

$\dot{H}(\tau)$ – комплексная огибающая импульсной характеристики.

Из (2.18) следует, что отклик узкополосной линейной системы с постоянными параметрами представляет собой узкополосный сигнал с комплексной огибающей

$$\dot{X}(t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{H}(t) \dot{S}(t-\tau) d\tau. \quad (2.19)$$

Таким образом, комплексная огибающая отклика узкополосной системы может быть найдена как результат обработки комплексной огибающей входного сигнала эквивалентной низкочастотной линейной системой с комплексной импульсной характеристикой $\dot{H}(t)$ и частотной передаточной функцией $H(\omega + \omega_0)U(\omega + \omega_0)$, как показано на рис. 2.2.

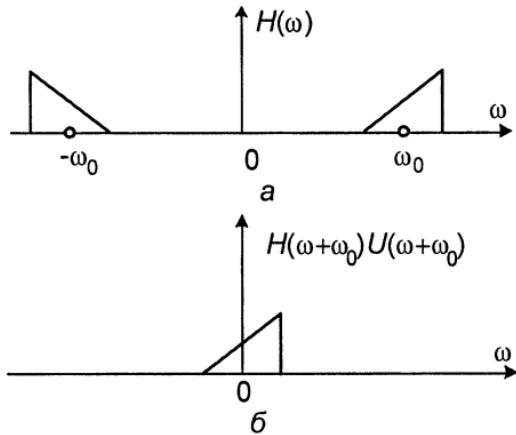


Рис. 2.2. Частотная передаточная функция узкополосной линейной системы (а) и ее низкочастотного эквивалента (б)

Заметим, что если $H(\omega)$ симметрична относительно частоты ω_0 , то низкочастотный эквивалент узкополосной линейной системы имеет действительную импульсную характеристику.

ДИСКРЕТНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ

Реальные сигналы, присутствующие в устройствах и системах связи, являются на определенных интервалах непрерывными функциями времени. Однако при анализе часто удобно использовать их представление в виде выборочных мгновенных значений, т.е. в виде рядов по системам ортонормальных функций, коэффициентами при которых являются выборочные значения.

Пусть имеется n независимых сигналов $\psi_1(t), \psi_2(t), \dots, \psi_n(t)$. Независимость сигналов означает, что ни один из этих сигналов не может быть представлен в виде линейной комбинации остальных ($n-1$) сигналов, т.е. не существует постоянных a_1, a_2, \dots, a_n (не равных нулю), таких, что

$$a_1\psi_1(t) + a_2\psi_2(t) + \dots + a_n\psi_n(t) = 0. \quad (2.20)$$

Эти сигналы образуют базис.

Предположим, что сигнал $s(t)$ может быть представлен в виде линейной комбинации n независимых сигналов $\{\psi_k(t)\}$:

$$s(t) = s_1 \psi_1(t) + s_2 \psi_2(t) + \dots + s_n \psi_n(t) = \sum_{k=1}^n s_k \psi_k(t). \quad (2.21)$$

Если каждый сигнал может быть представлен в виде (2.21), то мы имеем n -мерное пространство сигналов. Множество сигналов $\{\psi_k(t)\}$ называется ортонормальным, если выполняется условие

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi_i(t) \psi_j(t) dt = \begin{cases} 1, & i = j, \\ 0, & i \neq j. \end{cases} \quad (2.22)$$

Для ортонормального множества коэффициенты s_k в (2.21) определяются как

$$s_k = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \psi_k(t) dt. \quad (2.23)$$

При выбранном множестве базисных сигналов $\{\psi_k(t)\}$ сигнал $s(t)$ может быть представлен набором чисел (s_1, s_2, \dots, s_n) или точкой в n -мерном пространстве. Теперь сигнал $s(t)$ может рассматриваться как вектор $s = (s_1, s_2, \dots, s_n)$. Примером дискретного представления сигналов может служить представление в виде ряда В.А. Котельникова

$$s(t) = \sum_k s \left(\frac{k}{2B} \right) \text{sinc}(2\pi Bt - k\pi), \quad (2.24)$$

где $\text{sinc}(x) = \sin x / x$, B – верхняя частота спектра сигнала $s(t)$. Здесь в качестве ортонормальных функций выбраны функции

$$\psi_k(t) = \sqrt{2B} \text{sinc}(2\pi Bt - k\pi).$$

Легко проверить, что

$$2B \int_{-\infty}^{\infty} \text{sinc}(2\pi Bt - j\pi) \text{sinc}(2\pi Bt - i\pi) dt = \begin{cases} 0, & i \neq j, \\ 1, & i = j. \end{cases} \quad (2.25)$$

При этом

$$s(t) = \sum_k s_k \psi_k(t), \quad (2.26)$$

$$s_k = \frac{1}{\sqrt{2B}} s \left(\frac{k}{2B} \right). \quad (2.27)$$

Таким образом, любой сигнал $s(t)$ с ограниченным спектром может быть представлен точкой в пространстве сигналов с координатами $(\dots s_{-k}, \dots, s_{-2}, s_{-1}, s_0, s_1, s_2, \dots, s_k, \dots)$, s_k – значение k -го отсчета, деленное на $1/\sqrt{2B}$.

Рассмотрим теперь четыре сигнала:

$$s_i(t) = \cos \left[\frac{2\pi}{T_s} t - (i-1) \frac{\pi}{2} \right], \quad 0 \leq t \leq T_s, \quad i = 1, 2, 3, 4.$$

Если в качестве ортонормальных функций выбрать функции $\psi_1(t) = \sqrt{2/T_s} \cos(2\pi t/T_s)$, $\psi_2(t) = \sqrt{2/T_s} \sin(2\pi t/T_s)$, то эти сигналы могут быть представлены в виде векторов $\mathbf{s}_1 = (\sqrt{T_s}/2, 0)$, $\mathbf{s}_2 = (0, \sqrt{T_s}/2)$, $\mathbf{s}_3 = (-\sqrt{T_s}/2, 0)$, $\mathbf{s}_4 = (0, -\sqrt{T_s}/2)$, и размерность пространства сигналов равна двум.

Если в пространстве сигналов сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$ представлены векторами $\mathbf{s}_1 = (s_{11}, s_{12}, \dots, s_{1n})$ и $\mathbf{s}_2 = (s_{21}, s_{22}, \dots, s_{2n})$, причем $s_1(t) = \sum_k s_{1k} \psi_k(t)$, $s_2(t) = \sum_k s_{2k} \psi_k(t)$, то

$$\int_{-\infty}^{\infty} s_1(t) s_2(t) dt = \sum_k s_{1k} s_{2k} = \mathbf{s}_1 \cdot \mathbf{s}_2. \quad (2.28)$$

Таким образом, интеграл от произведения двух сигналов есть скалярное произведение векторов в пространстве сигналов, и взаимной ортогональности двух функций времени соответствует ортогональность векторов при их дискретном представлении.

Для сигнала $s(t)$ энергия E_s определяется выражением

$$E_s = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt. \quad (2.29)$$

Из соотношения (2.28) следует, что

$$E_s = \mathbf{s} \cdot \mathbf{s} = |\mathbf{s}|^2, \quad (2.30)$$

где $|\mathbf{s}|^2$ – квадрат длины вектора \mathbf{s} .

Следовательно, энергия сигнала равна квадрату длины соответствующего вектора в пространстве сигналов.

Итак, размерность пространства сигналов равна максимальному количеству независимых векторов в этом пространстве. В n -мерном пространстве может быть не более, чем n независимых векторов. Если найдено множество из n независимых векторов, то можно с помощью процедуры Грама–Шмидта построить другое множество из n независимых векторов, которые являются взаимно ортогональными и образуют координатную систему.

ГАУССОВСКИЙ СЛУЧАЙНЫЙ ПРОЦЕСС

Случайный процесс $\xi(t)$ называется гауссовским, если совокупность случайных величин $\xi(t_1), \xi(t_2), \dots, \xi(t_n)$, определенных для моментов времени t_1, t_2, \dots, t_n является совместно гауссовской, т.е. имеем совместную функцию плотности распределения вероятности (ФПРВ), определяемую выражением

$$W_{\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n}(x_1, x_2, \dots, x_n) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2} \sqrt{|\mathbf{K}|}} \exp \left\{ -\frac{1}{|\mathbf{K}|} \sum_i \sum_j K_{ij} (x_i - \xi_i)(x_j - \xi_j) \right\}, \quad (2.31)$$

где \mathbf{K} – ковариационная матрица,

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \sigma_{11} & \sigma_{12} & \dots & \sigma_{1n} \\ \sigma_{21} & \sigma_{22} & \dots & \sigma_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \sigma_{n1} & \sigma_{n2} & \dots & \sigma_{nn} \end{bmatrix}, \quad (2.32)$$

$\sigma_{ij} = M_2\{\xi_i \xi_j\} = m_1\{(\xi_i - \bar{\xi}_i)(\xi_j - \bar{\xi}_j)\}$ – ковариация случайных величин ξ_i и ξ_j , $\bar{\xi}_i = m_1\{\xi_i\}$ – математическое ожидание случайной величины ξ_i , $|\mathbf{K}|$ – определитель матрицы \mathbf{K} , K_{ij} – алгебраическое дополнение элемента σ_{ij} в матрице \mathbf{K} . Заметим, что $\sigma_{ii} = \sigma_i^2$ – дисперсия случайной величины ξ_i .

Гауссовский случайный процесс не только представляет весьма удобную модель случайных процессов, которые встречаются в реальных ситуациях, но и обладает рядом свойств, позволяющих упростить получение некоторых математических, важных с практической точки зрения, результатов.

Из (2.31) следует, что гауссовский случайный процесс полностью определяется корреляционной функцией

$$R_\xi(t_i, t_j) = m_1\{\xi(t_i) \xi(t_j)\} \quad (2.33)$$

и математическим ожиданием $m_1\{\xi(t)\}$, так как $\sigma_{ij} = R_\xi(t_i, t_j) - \bar{\xi}_i \bar{\xi}_j$.

Гауссовский случайный процесс называется стационарным, если выполняются условия

$$R_\xi(t_i, t_j) = R_\xi(t_i - t_j), \quad m_1\{\xi(t)\} = \text{const} \quad \text{для всех } t. \quad (2.34)$$

Условия (2.34) являются условиями стационарности в широком смысле, поэтому для гауссовского случайного процесса они являются условиями строгой стационарности.

Для стационарного гауссовского случайного процесса ковариация σ_{ij} определяется следующим выражением:

$$\sigma_{ij} = R_\xi(t_i - t_j) - m_1^2\{\xi(t)\}. \quad (2.35)$$

Другим важным свойством гауссовского случайного процесса является то, что отклик линейной системы на воздействие в виде

гауссовского случайного процесса также гауссовский случайный процесс.

Пусть на входе линейной системы с импульсной характеристикой $h(t)$ имеется гауссовский случайный процесс $\xi(t)$. Тогда случайный процесс на выходе системы

$$\eta(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \xi(t-\tau) h(\tau) d\tau = \lim_{\Delta\tau \rightarrow 0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \xi(t-\tau_k) h(\tau_k) \Delta\tau, \quad \tau_k = k \Delta\tau. \quad (2.36)$$

Поскольку $\xi(t)$ – гауссовский процесс, то все случайные величины $\xi(t-\tau_k)$ являются совместно гауссовскими (по определению). Следовательно, случайные величины $\eta(t_1), \eta(t_2), \dots, \eta(t_n)$, определенные для моментов времени t_1, t_2, \dots, t_n , есть линейные комбинации совместно гауссовских случайных величин и также являются совместно гауссовскими. Таким образом, случайный процесс $\eta(t)$ является гауссовским.

Если имеется полное множество ортонормальных базисных функций $\{\psi_k(t)\}$, то в пространстве сигналов реализация $x(t)$ гауссовского случайного процесса может быть представлен в виде ряда

$$x(t) = \sum_k x_k \psi_k(t), \quad (2.37)$$

где

$$x_k = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \psi_k(t) dt.$$

Заметим, что случайный процесс $\xi(t)$ состоит из множества реализаций $x(t)$. Поэтому для каждой реализации имеется собственный коэффициент. Отсюда следует, что значения коэффициентов (x_1, x_2, \dots, x_n) – это значения случайных величин $(\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n)$, полученные для определенной реализации с функцией плотности распределения вероятности $w_{\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n}(x_1, x_2, \dots, x_n)$.

Рассмотрим в качестве примера гауссовский случайный процесс $h(t)$ в виде белого шума со спектральной плотностью $N_0/2$ и корреляционной функцией $R_n(\tau) = (N_0/2)\delta(\tau)$, $\delta(\tau)$ – дельта-функция. Представим $n(t)$ в виде ряда

$$n(t) = \sum_k n_k \psi_k(t).$$

Так как белый шум имеет неограниченную полосу, то размерность пространства сигналов также неограничена.

Покажем, что n_1, n_2, \dots – независимые случайные величины с дисперсией $N_0/2$. Действительно,

$$\begin{aligned} n_k &= \int_{-\infty}^{\infty} n(t) \psi_k(t) dt, \\ m_1\{n_i n_j\} &= m_1 \left\{ \left[\int_{-\infty}^{\infty} n(t_1) \psi_i(t_1) dt_1 \right] \left[\int_{-\infty}^{\infty} n(t_2) \psi_j(t_2) dt_2 \right] \right\} = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} m_1\{n(t_1) n(t_2)\} \psi_i(t_1) \psi_j(t_2) dt_1 dt_2 = \end{aligned}$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_n(t_2 - t_1) \psi_i(t_1) \psi_j(t_2) dt_1 dt_2.$$

Так как

$$R_n(t_2 - t_1) = \Phi^{-1} \left\{ \frac{N_0}{2} \right\} = \frac{N_0}{2} \delta(t_2 - t_1),$$

то, используя правило интегрирования с δ -функцией, получаем

$$\begin{aligned} m_1\{n_i n_j\} &= \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t_2 - t_1) \psi_i(t_1) \psi_j(t_2) dt_1 dt_2 = \\ &= \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \psi_i(t_1) \psi_j(t_1) dt_1 = \begin{cases} 0, & i \neq j, \\ 1, & i = j. \end{cases} \end{aligned} \quad (2.38)$$

Следовательно случайные величины n_i и n_j некоррелированы, а поскольку они являются гауссовскими, то и независимы.

Если ограничиться представлением белого шума в виде конечного ряда, т.е. ограничить размерность пространства сигналов, то функция плотности распределения вероятности совокупности случайных величин n_1, n_2, \dots, n_N будет определяться следующим выражением:

$$\begin{aligned} W_{n_1, n_2, \dots, n_N}(x_1, x_2, \dots, x_N) &= \prod_{i=1}^N \frac{1}{\sqrt{2\pi N_0/2}} \exp \left[-\frac{x_i^2}{2(N_0/2)} \right] = \\ &= \frac{1}{(\pi N_0)^{N/2}} \exp \left[-\frac{(x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_N^2)}{N} \right] = \frac{1}{(\pi N_0)^{N/2}} \exp \left(-\frac{|\mathbf{x}|^2}{N} \right). \end{aligned} \quad (2.39)$$

Из (2.39) следует, что ФПРВ белого гауссовского шума зависит только от длины шумового вектора \mathbf{x} в пространстве сигналов и поэтому обладает свойством сферической симметрии.

УЗКОПОЛОСНЫЙ СЛУЧАЙНЫЙ ПРОЦЕСС

Рассмотрим теперь действительный, стационарный в широком смысле случайный процесс $n(t)$ и комплексный процесс $\dot{n}(t) = n(t) + j\tilde{n}(t)$. Существуют следующие формы представления этих процессов:

$$n(t) = \operatorname{Re} \{ \dot{n}(t) \} \exp(j2\pi f_0 t), \quad (2.40)$$

$$n(t) = n_I(t) \cos 2\pi f_0 t - n_Q(t) \sin 2\pi f_0 t, \quad (2.41)$$

$$n(t) = N(t) \cos [2\pi f_0 t + \phi_n(t)], \quad (2.42)$$

$$\dot{n}(t) = \dot{n}(t) \exp(-j2\pi f_0 t) = n_I(t) + jn_Q(t), \quad (2.43)$$

где $\dot{n}(t)$ – комплексная огибающая случайного процесса $n(t)$.

Спектральная плотность процесса $\dot{n}(t)$ может быть легко определена, если учесть, что он формируется на выходе линейной системы и постоянными параметрами и частотной передаточной функцией $2U(f)$. Поэтому получаем

$$\dot{F}_{\dot{n}}(f) = 4 \dot{F}_n(f) U^2(f) = 4 \dot{F}_n(f) U(f). \quad (2.44)$$

Из выражения (2.44) следует, что спектральная плотность комплексного процесса $\dot{n}(t)$ равна учетверенной односторонней спектральной плотности действительного процесса $n(t)$.

Корреляционная функция комплексной огибающей $\dot{N}(t)$ равна

$$R_{\dot{N}}(\tau) = m_1\{\dot{n}(t + \tau)\dot{n}^*(t)\} \exp(-j2\pi f_0 \tau), \quad (2.45)$$

где $(..)^*$ – символ комплексного сопряжения.

Следовательно, спектральная плотность

$$\dot{F}_{\dot{N}}(f) = \dot{F}_n(f + f_0) \quad (2.46)$$

и совпадает со спектральной плотностью комплексного процесса, перенесенной в начало координат. Это отражено на рис. 2.3.

Можно показать, что авто- и взаимно-корреляционные функции квадратурных составляющих $n_I(t)$ и $n_Q(t)$ удовлетворяют следующим соотношениям:

$$R_{n_I}(\tau) = R_{n_Q}(\tau), \quad (2.47)$$

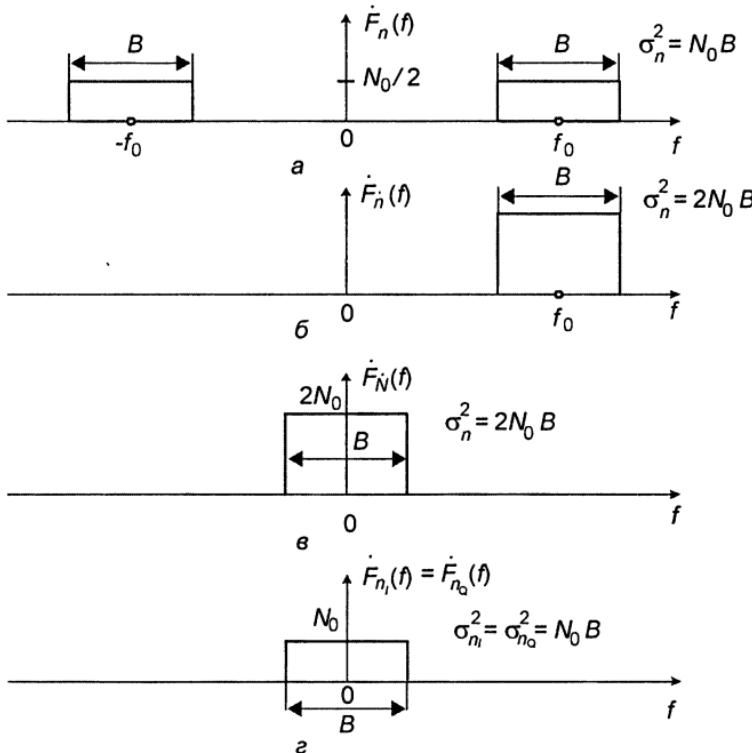


Рис. 2.3. Представление спектральных плотностей узкополосного процесса типа белого шума $n(t)$:

а – спектральная плотность исходного процесса $n(t)$; б – спектральная плотность комплексного процесса $\dot{n}(t)$; в – спектральная плотность комплексной огибающей $\dot{N}(t)$; г – спектральная плотность квадратурных составляющих $n_I(t)$ и $n_Q(t)$

$$R_{n_I n_Q}(\tau) = m_1\{n_I(t + \tau)n_Q(t)\} = -m_1\{n_Q(t + \tau)n_I(t)\} = -R_{n_Q n_I}(\tau). \quad (2.48)$$

Таким образом,

$$R_{\dot{N}}(\tau) = m_1\{[n_I(t + \tau) + jn_Q(t + \tau)][n_I(t) - jn_Q(t)]\} = 2[R_{n_I}(\tau) + jR_{n_Q n_I}(\tau)]. \quad (2.49)$$

Из представленных результатов вытекают следующие выводы:

1. Так как $R_{\dot{N}}(0) = m_1\{|\dot{N}(t)|^2\}$ есть действительная величина, то из (2.49) следует, что

$$m_1\{n_I(t)n_Q(t)\} = 0. \quad (2.50)$$

Это означает, что для любого момента времени t процессы $n_I(t)$ и $n_Q(t)$ являются некоррелированными, а в случае гауссовского случайного процесса и статистически независимыми.

2. Из выражений (2.44), (2.45), (2.48), (2.49) следует, что

$$m_1\{|\dot{N}(t)|^2\} = m_1\{|n(t)|^2\} = 2m_1\{n^2(t)\}, \quad (2.51)$$

$$m_1\{|\dot{N}(t)|^2\} = 2m_1\{n_I^2(t)\} = 2m_1\{n_Q^2(t)\}. \quad (2.52)$$

Это означает, что средние мощности процессов $n_I(t)$ и $n_Q(t)$ равны средней мощности исходного процесса $n(t)$.

3. Если спектральная плотность исходного процесса $n(t)$ симметрична относительно частоты f_0 , то из (2.46) следует, что спектральная плотность комплексной огибающей $\dot{N}(t)$ является четной функцией, а ее корреляционная функция $R_{\dot{N}}(\tau)$ действительной при всех значениях τ .

Согласно (2.49) и (2.50)

$$m_1\{n_Q(t + \tau)n_I(t)\} = 0 \quad \text{при всех } \tau, \quad (2.53)$$

что означает некоррелированность, а для гауссовых процессов и независимость квадратурных составляющих $n_I(t)$ и $n_Q(t)$. В этом случае справедливо соотношение

$$\dot{F}_{\dot{N}}(t) = 2\dot{F}_{n_I}(t) = 2\dot{F}_{n_Q}(t). \quad (2.54)$$

Пусть $x(t)$ – действительный узкополосный сигнал, $\dot{F}_{\dot{x}}(f)$ – спектральная плотность комплексной огибающей. Согласно (2.44) и (2.46)

$$\dot{F}_{\dot{x}}(f) = \dot{F}_{\dot{x}}(f + f_0) = 4\dot{F}_{\dot{x}}(f + f_0)U(f + f_0).$$

С учетом того, что $\dot{F}_{\dot{x}}(f)$ должна быть четной функцией частоты, получаем

$$\dot{F}_{\dot{x}}(f) = \frac{1}{4}[\dot{F}_{\dot{x}}(-f - f_0) + \dot{F}_{\dot{x}}(f - f_0)]. \quad (2.55)$$

Выражение (2.55) позволяет определить спектральную плотность действительного сигнала по известной спектральной плотности его комплексной огибающей.

2.2. АНАЛОГОВЫЕ МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ

Модуляцией называется процесс, в результате которого происходит изменение параметра или параметров сигнала-переносчика пропорционально другому сигналу, сигналу сообщения. При аналоговой модуляции модулированный сигнал аналитически может быть представлен в комплексной форме:

$$s(t) = \operatorname{Re} \{A(t) \exp [j\theta(t)]\} = \operatorname{Re} \{A(t) \exp (j[\omega_0 t + \phi(t)])\}, \quad (2.56)$$

где $A(t)$ – изменяющаяся во времени амплитуда (огибающая), ω_0 – частота несущей, $\phi(t)$ – изменяющаяся во времени фаза.

Для узкополосных сигналов, удовлетворяющих условию $W \ll \omega_0$ (W – ширина спектра), параметры $A(t)$ и $\phi(t)$ изменяются достаточно медленно по сравнению с $\exp(j\omega_0 t)$.

АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

В случае амплитудной модуляции (AM) $\phi(t)$ в (2.56) является постоянной, а $A(t)$ изменяется пропорционально модулирующему сигналу сообщения $c(t)$:

$$s(t) = \operatorname{Re} \{k_{\text{AM}} c(t) \exp (j\omega_0 t)\}, \quad (2.57)$$

где k_{AM} – коэффициент передачи модулятора.

Если $c(t)$ – действительная функция, то (2.57) упрощается и принимает следующий вид:

$$s(t) = k_{\text{AM}} c(t) \cos \omega_0 t. \quad (2.58)$$

Процесс амплитудной модуляции иллюстрируется на рис. 2.4. Заметим, что здесь изменение полярности (знака) $c(t)$ приводит к изменению фазы несущей модулированного сигнала на π радиан.

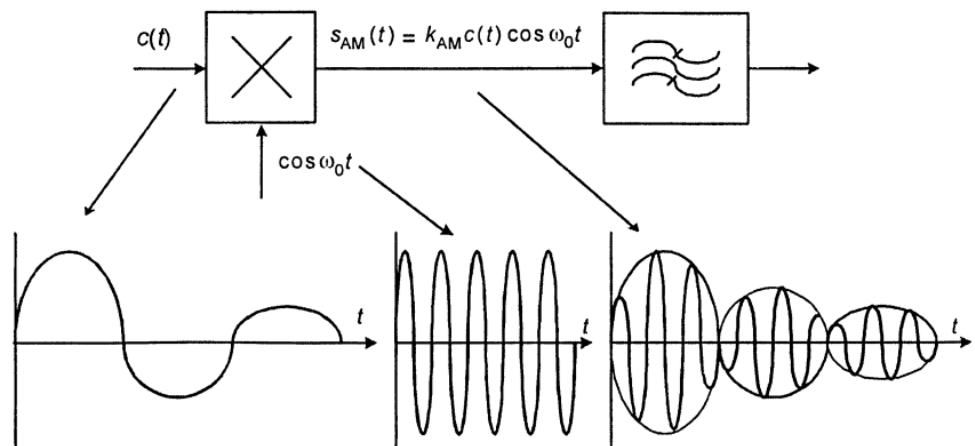


Рис. 2.4. Иллюстрация формирования сигналов с амплитудной модуляцией и подавленной несущей

Спектральная функция АМ сигнала получается путем преобразования Фурье (2.58) и имеет следующий вид:

$$\begin{aligned}\dot{F}_s(\omega) &= \Phi \left\{ \frac{1}{2} k_{\text{AM}} c(t) \exp(j\omega_0 t) + \frac{1}{2} k_{\text{AM}} c(t) \exp(-j\omega_0 t) \right\} = \\ &= \frac{1}{2} \dot{F}_c(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \dot{F}_c(\omega + \omega_0),\end{aligned}\quad (2.59)$$

где $F_c(\omega)$ – спектральная функция модулирующего сигнала, $k_{\text{AM}}=1$.

Заметим, что при таком выборе коэффициента k_{AM} в процессе амплитудной модуляции происходит перенос спектра модулирующего сигнала на частоты $\pm\omega_0$ без его изменения. Эта разновидность амплитудной модуляции получила название амплитудной модуляции с двумя боковыми полосами и подавленной несущей (АМ-ДБП-Н), поскольку спектр модулированного сигнала не содержит несущей, а боковые полосы сосредоточены вокруг частот $\pm\omega_0$. Если рассматривать только положительные частоты, имеющие физический смысл, то в результате амплитудной модуляции требуемая полоса частот увеличивается вдвое. Это показано на рис. 2.5. Спектральные составляющие, расположенные выше частоты ω_0 , образуют так называемую верхнюю боковую полосу, а спектральные составляющие, расположенные ниже частоты ω_0 , – нижнюю боковую полосу.

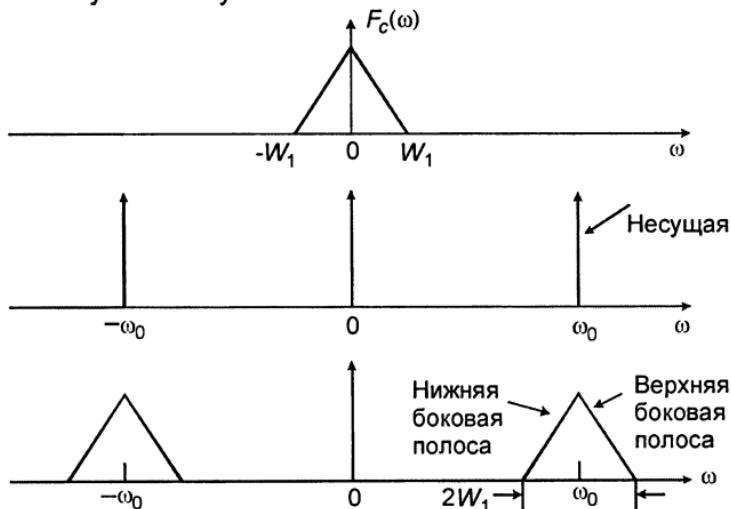


Рис. 2.5. Спектральные функции сигналов, показанных на рис. 2.4

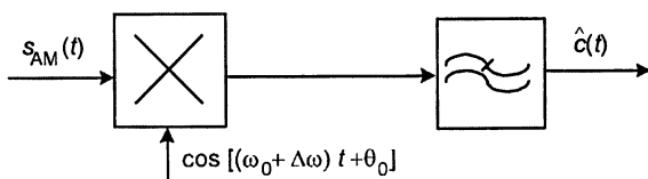


Рис. 2.6. Когерентный демодулятор (синхронный детектор) сигналов с амплитудной модуляцией и подавленной несущей

Демодуляция АМ-ДБП-ПН сигнала осуществляется путем его перемножения на опорный сигнал несущей и последующей низкочастотной фильтрации, как показано на рис.2.6.

$$\hat{c}(t) = \{c(t) \cos \omega_0 t \cdot \cos [(\omega_0 + \Delta\omega)t + \theta_0]\}_{\text{НЧ}} = \frac{1}{2} c(t) \cos (\Delta\omega t + \theta_0). \quad (2.60)$$

Наличие фазовой ошибки θ_0 в опорном сигнале несущей приводит только к уменьшению уровня демодулированного сигнала, частотная ошибка $\Delta\omega$ приводит к недопустимым мультиплексивным искажениям. Поэтому для демодуляции АМ-ДБП-ПН сигнала необходимо использовать синхронный демодулятор (синхронный детектор).

Использование АМ-ДБП-ПН требует наличия в демодуляторе опорного сигнала несущей, совпадающего с несущей демодулированного сигнала с точностью до начальной фазы. А поскольку сигнал несущей в АМ-ДБП-ПН отсутствует, то для восстановления необходимо дополнительные средства. Это несколько усложняет схему демодулятора. Чтобы избежать этого, можно к АМ-ДБП-ПН сигналу добавить сигнал немодулированной несущей с таким уровнем, чтобы в нем отсутствовали скачки фазы на π , вызванные изменениями полярности модулирующего сигнала. В этом случае получим другую разновидность амплитудной модуляции, которая получила название амплитудной модуляции двумя боковыми полосами (АМ-ДБП), или просто АМ. Математически АМ-ДБП сигнал может быть представлен в следующем виде:

$$s_{\text{AM}}(t) = A_0 \cos \omega_0 t + k_{\text{AC}}(t) \cos \omega_0 t = [A_0 + k_{\text{AC}}(t)] \cos \omega_0 t = A(t) \cos \omega_0 t. \quad (2.61)$$

При соответствующем выборе значения A_0 амплитуда (огибающая) $A(t)$ модулированного сигнала будет пропорциональна $c(t)$. Процесс демодуляции в этом случае упрощается и сводится к выделению огибающей с помощью диодного детектора и фильтра низких частот. Кроме того, здесь необходимо исключить постоянную составляющую, обусловленную наличием немодулированной несущей.

В частном случае, когда $c(t) = c \cos \Omega t$, выражение (2.61) может быть представлено в виде

$$s_{\text{AM}}(t) = A_0(1 + m_{\text{AM}} \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (2.62)$$

где $m_{\text{AM}} = ck_A/A_0$ – индекс амплитудной модуляции, с помощью которого регулируется соотношение уровней несущей и боковых полос. При значениях индекса модуляции, меньших 100 %, изменения полярности $c(t)$ не вызывают скачков фазы несущей на π , и модулированный сигнал отображает эти изменения. Поэтому для демодуляции вместо синхронного детектора может быть использован более простой детектор огибающей, правда, за счет ухудшения частотной характеристики в области низких частот и снижения энергетической эффективности.

Если не ограничиваться рассмотрением в качестве модулирующих сигналов действительных функций времени, то согласно (2.57) получим

$$s(t) = \operatorname{Re} \{ [i(t) - jq(t)] \exp(j\omega_0 t) \}, \quad (2.63)$$

где $i(t)$ и $q(t)$ – соответственно действительная и мнимая части модулирующего сигнала $s(t)$. Используя известное тождество для комплексных величин

$$\operatorname{Re} \{ \dot{Z}_1 \dot{Z}_2 \} = \operatorname{Re} \{ \dot{Z}_1 \} \operatorname{Re} \{ \dot{Z}_2 \} - \operatorname{Im} \{ \dot{Z}_1 \} \operatorname{Im} \{ \dot{Z}_2 \},$$

выражение (2.63) можно представить в следующем виде:

$$s(t) = i(t) \cos \omega_0 t + q(t) \sin \omega_0 t. \quad (2.64)$$

Сигнал (2.64) можно рассматривать как сумму двух АМ-ДБП-ПН сигналов находящихся в квадратуре (ортогональных сигналов). Поскольку $i(t)$ и $q(t)$ являются медленно изменяющимися функциями времени по сравнению с $\exp(j\omega_0 t)$, то они могут быть разделены и демодулированы с помощью двух синхронных детекторов.

Разновидность амплитудной модуляции, описываемая (2.64), получила название квадратурной амплитудной модуляции (КАМ). Система связи с квадратурной амплитудной модуляцией в упрощенном виде показана на рис. 2.7.

Рассмотренные разновидности амплитудной модуляции в лучшем случае требуют увеличения занимаемой полосы частот в два раза по сравнению с минимально необходимой для передачи сообщений с ограниченной полосой. Это их недостаток. Поэтому для экономии спектра желательно одну из боковых полос подавить. Принципиально подавление одной из боковых полос можно сделать с помощью фильтра одной боковой полосы (ОБП-фильтра). Однако требования, предъявляемые к подобному фильтру, оказываются достаточно жесткими. В идеальном случае он должен пропускать без искажений все спектральные составляющие одной бо-

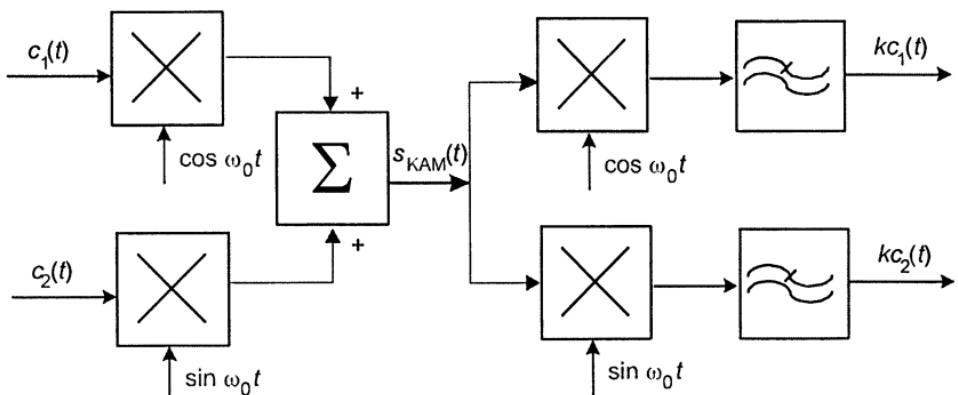


Рис. 2.7. Упрощенная схема системы связи с квадратурной амплитудной модуляцией

ковой полосы и подавлять все спектральные составляющие другой. Амплитудно-частотная характеристика низкочастотного эквивалента такого идеального ОБП-фильтра должна иметь следующий вид:

$$H(\omega) = \begin{cases} 2, & \omega > 0, \\ 0, & \omega < 0. \end{cases} \quad (2.65)$$

Ей соответствует комплексная частотная передаточная функция

$$H_c(\omega) = H_r(\omega) + jH_i(\omega). \quad (2.66)$$

Для выполнения условия нечетности фазово-частотной характеристики ОБП-фильтра необходимо, чтобы

$$\begin{aligned} H_r(\omega) &= 1, \\ H_i(\omega) &= \begin{cases} -j, & \omega > 0 \\ j, & \omega < 0 \end{cases} = -j \operatorname{sign}(\omega). \end{aligned} \quad (2.67)$$

Здесь знаки неравенства определены для ОБП-фильтра выделяющего верхнюю боковую полосу. Если выделяется нижняя боковая полоса, то знаки неравенств необходимо поменять местами.

Импульсная характеристика ОБП-фильтра имеет вид

$$h(t) = \delta(t) + j/(\pi t). \quad (2.68)$$

Напомним, что $\Phi\{\operatorname{sign}(\omega)\} = (-j\pi t)^{-1}$. При воздействии на входе такого фильтра сигнала $c(t)$ на его выходе будет формироваться отклик

$$f(t) = c(t) \otimes h(t) = c(t) + jc(t) \otimes 1/(\pi t), \quad (2.69)$$

где \otimes – символ операции свертки двух функций.

Второе слагаемое в (2.69) представляет собой преобразование Гильберта функции $c(t)$, которое обозначим $\tilde{c}(t)$. Согласно выражению (2.67) все спектральные составляющие $\tilde{c}(t)$ приобретают дополнительный фазовый сдвиг на $\pi/2$ по сравнению с аналогичными спектральными составляющими $c(t)$, т.е. они находятся с ними в квадратуре.

Преобразование Гильберта не полностью определено при $t=0$, поэтому в точках, где $c(t)$ претерпевает разрывы первого рода, возникают бесконечные скачки амплитуды. Поэтому амплитудную модуляцию с одной боковой полосой (АМ-ОБП) целесообразно использовать, когда модулирующий сигнал представляет собой «гладкую» функцию времени. В этом случае огибающая не будет иметь значительных выбросов.

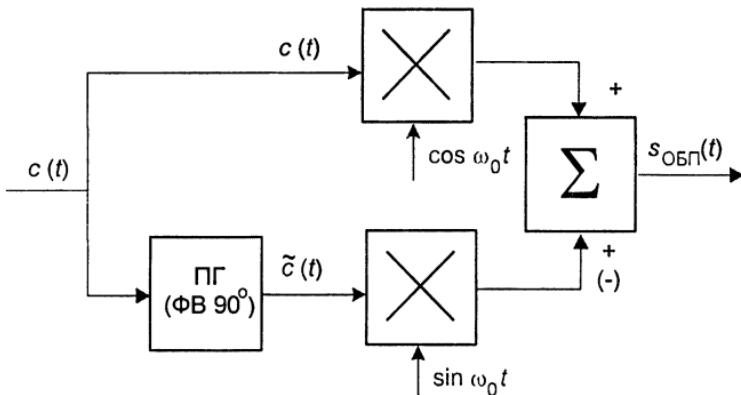


Рис. 2.8. Представление фазового метода формирования АМ-ОБП сигналов

Комбинирование преобразования Гильберта и квадратурной амплитудной модуляции позволяет реализовать фазовый метод формирования АМ-ОБП сигнала, который представлен на рис. 2.8.

Основной проблемой, которую необходимо решить при использовании фазового метода формирования АМ-ОБП сигнала, является построение фазовращателя, обеспечивающего фазовый сдвиг всех составляющих сигнала $c(t)$ на $\pi/2$. С математической точки зрения фильтровой и фазовый методы формирования АМ-ОБП эквивалентны, поэтому в любом случае АМ-ОБП сигнал может быть записан следующим образом:

$$s_{\text{ОБП}}(t) = \operatorname{Re} \{ [c(t) \pm j\tilde{c}(t)] \exp(j\omega_0 t) \}, \quad (2.70)$$

где знаки (\mp) соответствуют нижней и верхней выделяемым боковым полосам.

Если АМ-ОБП сигнал (2.70) подать на вход синхронного детектора, то на его выходе будет формироваться сигнал, который может быть представлен в виде

$$\hat{c}(t) = \operatorname{Re} \{ [c(t) \pm j\tilde{c}(t)] \exp(j\omega_0 t) \exp[-j(\omega_0 t + \Delta\omega t + \theta_0)] \}, \quad (2.71)$$

где $\Delta\omega$ и θ_0 – частотная и фазовая ошибки синхронизации.

Фазовые искажения, т.е. наложение $c(t)$ на $\tilde{c}(t)$ возникают, если $\theta_0 \neq 0$. Кроме того, при $\Delta\omega \neq 0$ имеет место частотный сдвиг всех составляющих.

При использовании синхронного детектора для демодуляции АМ-ОБП сигналов при наличии ошибок синхронизации происходит ухудшение качества демодуляции, но оно существенно меньше по сравнению с тем, которое обусловлено мультиплексирующими искажениями при демодуляции АМ-ДБП-ПН сигналов.

Таким образом АМ-ОБП позволяет за счет некоторого снижения качества передачи в два раза сократить требуемую полосу частот при передаче.

Существует еще одна разновидность амплитудной модуляции, получившая название амплитудной модуляции с частично-подавленной боковой полосой (АМ-ЧПБП). В этом случае обеспечивается компромисс между требуемой полосой передачи в случае АМ-ОБП и АМ-ДБП-ПН.

Модулятор сигналов АМ-ЧПБП содержит обычный АМ-ДБП-ПН модулятор и фильтр частично-подавленной боковой полосы (ЧПБП-фильтр) с амплитудно-частотной характеристикой $H_{\text{ЧПБП}}(\omega)$. Сигнал АМ-ЧПБП имеет спектральную плотность

$$\dot{F}_{\text{ЧПБП}}(\omega) = \dot{F}_{\text{ДБП}}(\omega) \cdot H_{\text{ЧПБП}}(\omega) = \left[\frac{1}{2} \dot{F}_c(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \dot{F}_c(\omega + \omega_0) \right] H_{\text{ЧПБП}}(\omega). \quad (2.72)$$

При воздействии АМ-ЧПБП сигнала на вход синхронного детектора на его выходе формируется сигнал сообщения

$$\begin{aligned} \hat{c}(t) &= \{s_{\text{ЧПБП}}(t) \cos \omega_0 t\}_{\text{НЧ}}, \\ \dot{F}_c(\omega) &= \frac{1}{4} \dot{F}_c(\omega) H_{\text{ЧПБП}}(\omega + \omega_0) + \frac{1}{4} \dot{F}_c(\omega) H_{\text{ЧПБП}}(\omega - \omega_0). \end{aligned} \quad (2.73)$$

Таким образом, для неискаженного воспроизведения сигнала сообщения $c(t)$ необходимо, чтобы выполнялось условие

$$\{\dot{H}_{\text{ЧПБП}}(\omega - \omega_0) + \dot{H}_{\text{ЧПБП}}(\omega + \omega_0)\}_{\text{НЧ}} = \text{const} \quad \text{при } (|\omega| - \omega_0) < \Omega_m, \quad (2.74)$$

где Ω_m – верхняя частота спектра модулирующего сигнала.

Если постоянную в (2.74) положить равной $2\dot{H}_{\text{ЧПБП}}(\omega_0)$, то можно убедиться, что амплитудно-частотная характеристика ЧПБП фильтра должна быть асимметричной относительно частоты несущей ω_0 . Хотя при получении этого результата предполагалось использование синхронного детектора, он остается справедливым и в случае использования детектора огибающей, если «остаток» несущей имеет достаточный уровень.

Амплитудная модуляция с частично-подавленной боковой находит широкое применение в телевизионных системах для передачи сигналов изображения.

УГОЛОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ

В общем случае между фазой $\theta(t)$ и мгновенной частотой квазигармонического колебания имеют место следующие соотношения:

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \theta_0, \quad (2.75)$$

$$\omega(t) = d\theta/dt. \quad (2.76)$$

Это определение частоты, вообще говоря, отличается от того, которое принято в спектральном анализе, где частоты не могут изменяться во времени.

При угловой модуляции в (2.56) мы полагаем постоянной амплитуду, и в соответствии с модулирующим сигналом $c(t)$ изменяется фазовый угол. В случае прямой пропорциональности

$$\theta(t) = \omega_0 t + k_{\text{ФМ}} c(t) + \theta_0, \quad (2.77)$$

и этот вид угловой модуляции носит название фазовой (ФМ).

Если прямо пропорционально модулирующему сигналу изменяется мгновенная частота:

$$\omega(t) = \omega_0 + k_{\text{ЧМ}} c(t), \quad (2.78)$$

то такой вид угловой модуляции носит название частотной (ЧМ).

Если модуляция осуществляется гармоническим сигналом

$$c(t) = C \cos \Omega t, \quad (2.79)$$

то мгновенная частота изменяется по закону

$$\omega(t) = \omega_0 + C k_{\text{ЧМ}} \cos \Omega t, \quad (2.80)$$

где $k_{\text{ЧМ}}$ – коэффициент передачи частотного модулятора, имеющий размерность радиан на секунду-вольт [рад/(с·В)].

Вводя новый параметр $\Delta\omega = C k_{\text{ЧМ}}$, так называемую пиковую частотную девиацию (частотное отклонение несущей), (2.80) можно представить в следующем виде:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t. \quad (2.81)$$

Изменения фазы ЧМ сигнала при гармоническом модулирующем сигнале определяются выражением, которое следует из (2.75) и (2.81):

$$\theta(t) = \omega_0 t + \beta \sin \Omega t + \theta_0, \quad (2.82)$$

где $\beta = \Delta\omega / \Omega$ – индекс частотной модуляции.

Согласно (2.56) ЧМ сигнал аналитически может быть представлен как

$$s_{\text{ЧМ}}(t) = \operatorname{Re} \{ A \exp(j\omega_0 t) \exp(j\beta \sin \Omega t) \}. \quad (2.83)$$

В (2.83) второй экспоненциальный множитель является периодическую функцию (с основной частотой Ω), поэтому он может быть представлен в виде ряда Фурье. В этом случае

$$s_{\text{ЧМ}}(t) = \operatorname{Re} \left\{ A \exp(j\omega_0 t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \exp(jn\Omega t) \right\}, \quad (2.84)$$

где $J_n(\beta)$ – функция Бесселя первого рода, n -го порядка.

Используя свойства указанных функций Бесселя, можно получить следующее приближенное соотношение, определяющее ширину спектра или требуемую полосу частот ЧМ сигнала:

$$W_{\text{ЧМ}} \approx 2(\Delta\omega + \Omega) = 2\Omega(1 + \beta). \quad (2.85)$$

Согласно (2.85) ширина спектра ЧМ сигнала зависит от индекса частотной модуляции и при больших значениях существенно превышает ширину спектра АМ сигнала. Поэтому частотную модуляцию относят к видам модуляции с расширением спектра сигнала.

Демодуляцию ЧМ сигналов можно осуществить при помощи либо схем, обеспечивающих преобразование отклонений частоты от частоты несущей в изменения уровня, либо схем с обратной связью, примером которой может служить схема фазовой синхронизации. При использовании схем фазовой синхронизации качество демодуляции получается наиболее высоким, и при этом не требуется наличия резонансных элементов.

При фазовой модуляции гармоническим сигналом выражение (2.77) принимает вид

$$\theta(t) = \omega_0 t + \Delta\theta \cos \Omega t + \theta_0, \quad (2.86)$$

где $\Delta\theta = c k_{\text{ФМ}}$ – пиковая фазовая девиация, $k_{\text{ФМ}}$ – коэффициент передачи фазового модулятора, имеющий размерность радиан на вольт (рад/В).

Вычислив производную от (2.86) и сравнив полученный результат с (2.81), заметим, что в случае фазовой модуляции пиковая девиация частоты пропорциональна не только амплитуде модулирующего сигнала, но и его частоте, т.е.

$$\Delta\omega = \begin{cases} ck_{\text{ЧМ}}, \\ ck_{\text{ФМ}} \Omega = (\Delta\theta) \Omega. \end{cases} \quad (2.87)$$

При представлении ФМ сигнала в виде ряда Фурье (2.84) численное значение индекса модуляции β равно пиковому значению фазовой девиации $\Delta\theta$, поэтому ширина спектра ФМ сигнала определяется выражением (2.85), в котором вместо величины β следует подставить величину $\Delta\theta$.

2.3. ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ МОДУЛЯЦИИ

Рассмотрим некоторые виды модуляции, получившие широкое распространение в системах передачи дискретных сообщений и покажем, насколько эффективно каждый из рассматриваемых видов модуляции использует имеющиеся ресурсы системы связи: мощность, полосу частот, время – для обеспечения требуемой достоверности передачи, выражаемой в терминах частоты или вероятности ошибки.

$$R_s = R_b / \log_2 M \quad P/N_0 = (E_b / N_0) R_b = (E_s / N_0) R_s$$

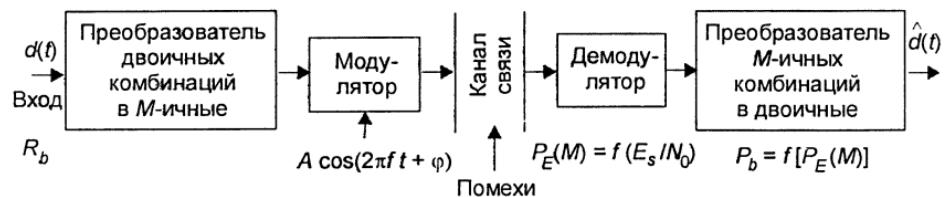


Рис. 2.9. Обобщенная структурная схема системы связи с M -позиционной модуляцией

Обобщенная структурная схема системы связи приведена на рис. 2.9. В системе используется многопозиционная модуляция, предполагающая переход от двоичного алфавита символов дискретного сообщения к M -ичному:

$$M = 2^m, \quad m = \log_2 M,$$

где m – длина преобразуемых последовательностей двоичных символов, M – объем алфавита.

Каждый символ из M -ичного алфавита модулирует один или несколько параметров гармонического колебания конечной длительности: амплитуду, частоту, фазу, время запаздывания. В некоторых случаях при многопозиционной модуляции производится предварительное преобразование (отображение) символов M -ичного алфавита в одну из кодовых последовательностей со специальными свойствами, позволяющими после модуляции сформировать алфавит ортогональных, биортогональных, трансортогональных сигналов объема M или сигнальных последовательностей конечной (или полубесконечной) длины с гарантированными дистанционными свойствами в сигнальном пространстве. Такое преобразование более корректно было бы назвать «кодированной модуляцией». Так как один из M символов или сигналов передается в течение времени T_s , равного его длительности, то скорость передачи (выражена в битах на секунду)

$$R_b = m / T_s = \log_2 M / T_s$$

а длительность бита

$$T_b = 1/R_b = T_s/m = 1/mR_s.$$

При этом скорость передачи символов R_s будет связана со скоростью передачи R_b следующим соотношением:

$$R_s = R_b / \log_2 M.$$

Спектральную эффективность различных видов модуляции принято оценивать удельной скоростью передачи:

$$R_b/W = \log_2 M / (WT_s) = 1/(WT_b),$$

где W – полоса частот, необходимая для передачи сигналов с выбранным видом модуляции.

Таким образом, чем меньше значение WT_b , тем выше спектральная эффективность рассматриваемого вида модуляции и системы передачи дискретных сообщений в целом. Виды модуляции с $WT_b < 1$ принято относить к классу спектрально-эффективных.

Энергетическую эффективность различных видов модуляции оценивают удельными энергетическими затратами:

$$h^2 = E_b/N_0 = P/(N_0 R_b),$$

т.е. отношением энергии, затрачиваемой на передачу одного бита сообщения, к спектральной плотности АБГШ, при заданном значении вероятности ошибки. Чем меньше эта величина, тем меньший энергетический потенциал (P/N_0) радиолинии требуется для передачи сообщений с заданными скоростью R_b и достоверностью. Виды модуляции с низкими значениями h^2 принято относить к классу энергетически эффективных.

Напомним, что согласно теореме Шеннона предельное значение удельных энергетических затрат составляет $-1,6$ дБ. Отношение средней мощности сигнала к мощности шума (отношение сигнал/шум) может быть выражено через указанные показатели энергетической и спектральной эффективности видов модуляции следующим образом:

$$\frac{P}{N_0 W} = \frac{E_b}{N_0} \frac{R_b}{W}.$$

Из приведенного выражения следует, что спектрально-эффективные виды модуляции требуют при передаче сообщений больших значений отношения сигнал/шум и, наоборот, виды модуляции с низкой спектральной эффективностью – небольших значений этого отношения.

При определении показателя спектральной эффективности и отношения сигнал/шум необходимо знать полосу частот W , занимаемую сигналом с заданным видом модуляции. К сожалению, однозначного определения этой величины нет. Рассмотрим некоторые наиболее употребительные определения полосы W на примере узкополосного сигнала с линейной модуляцией:

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k U_{T_s}(t - kT_s) \cos 2\pi f_0 t,$$

где $\{d_k\}$ – стационарная последовательность случайных величин с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией, $U_{T_s}(t)$ – прямоугольный импульс с единичной амплитудой и длительностью T_s . Спектральная плотность такого сигнала, вычисленная как преобразование Фурье корреляционной функции, определяется выражением [1]

$$F_s(f) = \frac{1}{4} [\tilde{F}_s(-f - f_0) + \tilde{F}_s(f - f_0)], \quad (2.88)$$

где

$$\tilde{F}_s(f) = T_s \left[\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right]^2. \quad (2.89)$$

График функции $\tilde{F}_s(f)$ изображен на рис.2.10. Он состоит из главного и нескольких боковых лепестков. Подобная структура спектра характерна для большинства сигналов с дискретной модуляцией. Отметим, что ширина полосы частот, занимаемой сигналом, определяется только для положительных частот спектра. На рисунке обозначены:

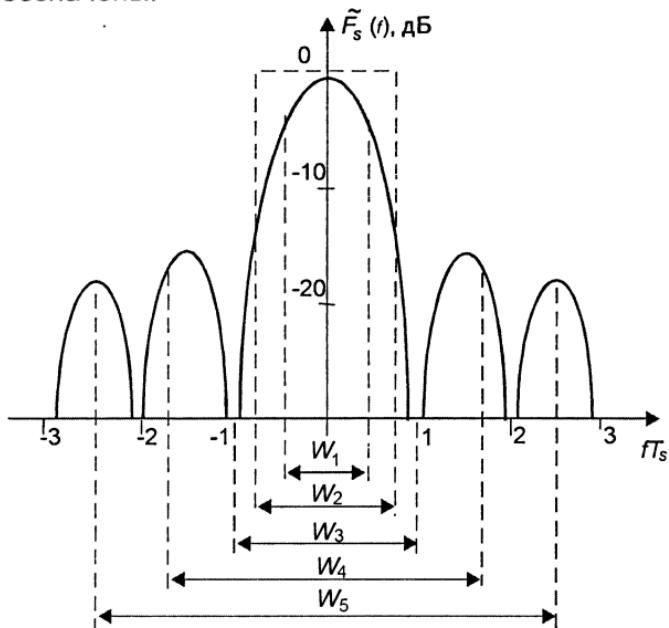


Рис. 2.10. Различные способы определения ширины полосы, занимаемой спектром модулированного сигнала

1. W_1 – ширина полосы по уровню половинной мощности. Она определяется как интервал частот, граничные значения которого соответствуют уровням спектральной плотности на 3 дБ ниже максимального. Это достаточно простое и наглядное определение, позволяющее приблизенно судить о степени расширения спектра.

2. W_2 – эффективная ширина полосы. Это определение ширины полосы частот аналогично определению эквивалентной шумовой полосы частот линейной системы и позволяет более точно судить о степени расширения спектра. По существу она равна основанию прямоугольника, равновеликого фигуре, образованной спектральной функцией и осью частот. В ней содержится вся мощность сигнала.

3. W_3 – ширина полосы по первым нулям спектра. Это определение ширины полосы частот является наиболее простым и широко распространенным. Оно исходит из предположения, что в пределах основного лепестка спектра сосредоточена значительная часть мощности сигнала. Поэтому она является достаточно грубой оценкой степени расширения спектра.

4. W_4 – ширина полосы частот по доле мощности, содержащейся в ее пределах. При таком определении ширины полосы предполагается, что внутри полосы сосредоточена часть мощности сигнала, равная $(1-\varepsilon)$, а за ее пределами только ε .

5. W_5 – ширина полосы частот по выбранному уровню спектральной плотности. Подобное определение ширины полосы частот означает, что за ее пределами уровень спектральной плотности гарантированно будет ниже заданного и измеренного относительно максимального. Обычно заданные значения уровней спектральной плотности выбираются в пределах от -35 до -50 дБ.

Следует подчеркнуть, что целесообразность использования того или иного определения ширины полосы частот в значительной мере определяется спецификой решаемой задачи. В дальнейшем при сравнении различных видов модуляции будет использоваться определение ширины полосы частот по первым нулям спектральной функции.

В качестве показателя достоверности передачи дискретных сообщений при использовании M -позиционных видов модуляции можно принять вероятность ошибки при демодуляции M -ичного символа P_E . Однако этот показатель не позволяет адекватно сравнивать различные виды модуляции при возможных вариантах выбора объема алфавита M . Поскольку потребителя обычно интересует достоверность передачи сообщения в виде последовательности двоичных символов, то в этой ситуации логичнее будет использование в качестве показателя достоверности передачи вероятность ошибки на бит $P_b = f(P_E)$.

Таким образом, выбор конкретного вида многопозиционной модуляции должен базироваться на трех параметрах: P_b , E_b/N_0 , R_b/W . Тот или иной выбор вида многопозиционной модуляции направлен на достижение следующих основных целей:

- минимизацию вероятности ошибки на бит;
- минимизацию требуемого энергетического потенциала;
- максимизацию спектральной эффективности;
- минимизацию сложности аппаратуры формирования и обработки сигналов.

Интуитивно ясно, что сформулированные цели являются взаимопротиворечивыми. Поэтому выбор конкретного вида многопозиционной модуляции предполагает компромиссное решение относительно значений указанных параметров. Для того чтобы не ошибиться в подобном выборе, необходимо знать свойства основных видов многопозиционной модуляции, выражаемые в терминах P_b , E_b/N_0 , R_b/W .

АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ (ASK)

При амплитудной модуляции в соответствии с символами передаваемого сообщения изменяется амплитуда передаваемого сигнала, поэтому АМ сигнал можно записать в следующем виде:

$$s(t) = A(t) \cos(2\pi f_0 t), \quad (2.90)$$

где

$$A(t) = \sum_{k=0}^{k-1} d_k U_{T_s}(t - kT_s), \quad (2.91)$$

d_k – случайные величины, принимающие значения из множества $\{a_i, i=\overline{1, M}\}$, элементы которого

$$a_i = (2i - 1 - M) \frac{d}{2}, \quad i = \overline{1, M}; \quad (2.92)$$

$M = 2^m$ – количество возможных двоичных последовательностей, создаваемых источником дискретных сообщений, $U_{T_s}(t)$ – импульс прямоугольной формы длительностью T_s и единичной энергией.

На рис. 2.11 дана геометрическая иллюстрация формируемого ансамбля АМ сигналов для $M=4$, $M=8$, $d=2$. На рис. 2.12 приведена структурная схема оптимального (в смысле минимальной средней вероятности ошибки при демодуляции) символа (элемента) сообщения когерентного демодулятора АМ сигналов. Она содержит когерентный (синхронный) детектор, согласованный фильтр, дискретизатор, многопороговое решающее устройство. В многопороговом решающем устройстве производится сравнение текущего отсчета выходного сигнала согласованного фильтра с возможными значениями, соответствующими переданным символам, и выносится решение в пользу ближайшего. В демодулятор включены два вспомогательных элемента: блоки восстановления несущей и тактовой частоты. Первый служит для формирования опорного напряжения для когерентного (синхронного) детектора, второй – для формирования последовательности стробирующих импульсов с частотой следования символов, моменты появления которых должны совпадать с моментами достижения максимального значения выходными сигналами согласованного фильтра, т.е. тактовыми моментами времени kT_s .

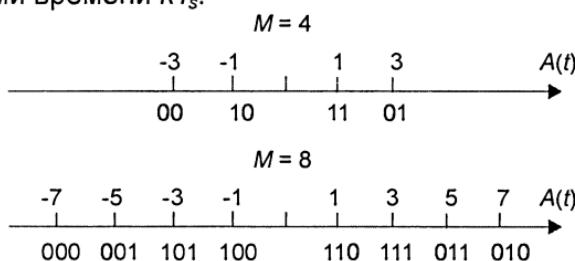


Рис. 2.11. Геометрическое представление ансамбля АМ сигналов

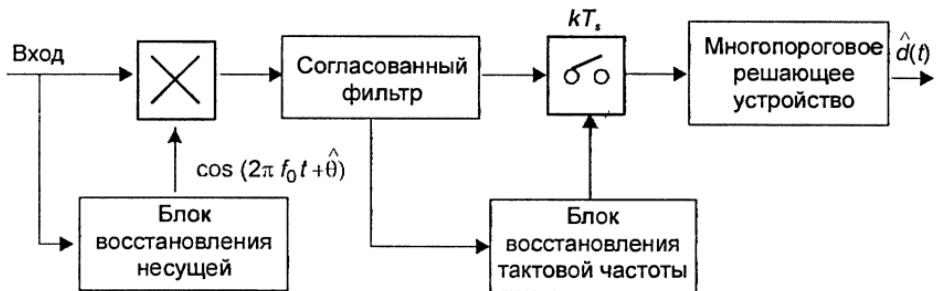


Рис. 2.12. Структурная схема оптимального когерентного демодулятора АМ сигналов

Вероятность ошибки при когерентной демодуляции АМ сигналов определяется следующим выражением [2]:

$$P_E = \frac{M-1}{M} \operatorname{erfc} \left(\frac{d}{2\sqrt{N_0}} \right), \quad (2.93)$$

где

$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x); \quad \operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2) dt \quad (2.94)$$

— функция ошибок, d — расстояние между соседними сигнальными точками.

Для того чтобы выразить P_E через E_b/N_0 , определим среднюю энергию сигналов ансамбля:

$$\bar{E}_s = m_1\{d_k^2\} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (2i-1-M)^2 \frac{d^2}{4} = \frac{M^2-1}{3} \cdot \frac{d^2}{4}. \quad (2.95)$$

Так как $\bar{E}_s = E_b \log_2 M$, то согласно (2.93) и (2.95) получим

$$P_E = \frac{M-1}{M} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M^2-1} \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right). \quad (2.96)$$

Зависимости P_E от E_b/N_0 при различных значениях M приведены на рис. 2.13. Из них следует, что при увеличении M значения E_b/N_0 , требуемые для обеспечения заданной вероятности ошибки, возрастают. Так, при переходе от $M=2$ к $M=4$ оно возрастает примерно на 4 дБ, а при очень больших M его увеличение вдвое приводит к возрастанию E_b/N_0 почти на 6 дБ.

Как было отмечено ранее, гораздо больший интерес представляет вероятность P_b . Соотношение между этими вероятностями, вообще говоря, зависит от правила отображения последовательностей двоичных символов в M -ичные символы сообщения, и в общем виде его привести не представляется возможным. Поэтому приведем простые граничные соотношения, учитывающие тот факт, что ошибка в M -ичном символе может привести по крайней мере к одной или $\log_2 M$ ошибкам в двоичных символах:

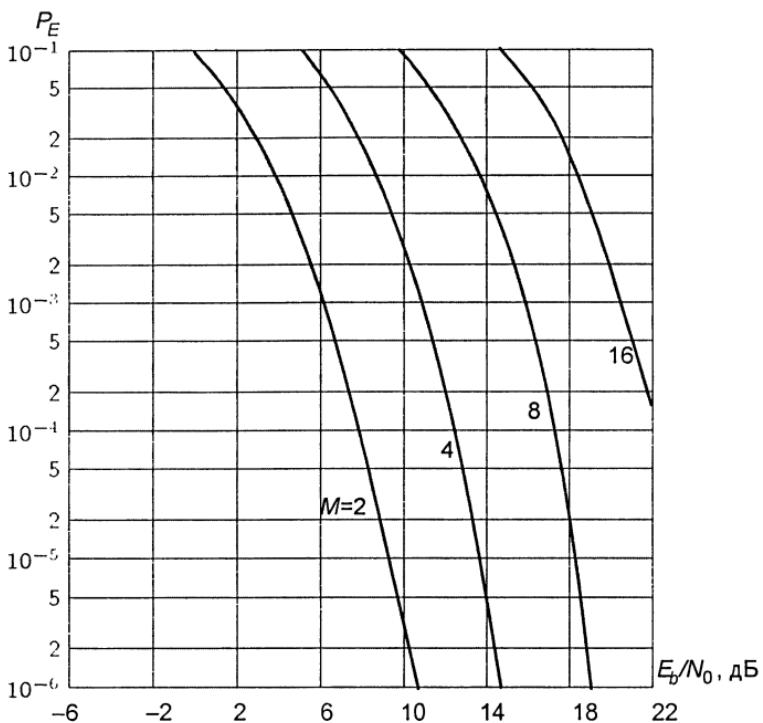


Рис. 2.13. Зависимость вероятности ошибки P_E от E_b/N_0 при когерентной демодуляции многопозиционных АМ сигналов

$$\frac{P_E}{\log_2 M} \leq P_b \leq P_E. \quad (2.97)$$

Наиболее часто на практике отображение последовательностей двоичных символов в M -ичные производят в соответствии с кодом Грея. В этом случае соседние сигнальные точки отображают двоичные последовательности, различающиеся только одним символом. Зависимости, приведенные на рис. 2.13, соответствуют именно этому правилу отображения. При больших значениях E_b/N_0 весьма вероятно, что ошибки при демодуляции вызваны решениями в пользу сигнальных точек, расположенных по соседству с истинной точкой. Поэтому при отображении кодом Грея ошибки при демодуляции M -ичных символов будут с большой вероятностью вызывать одиночные ошибки в отображаемых последовательностях двоичных символов. Следовательно, вероятность ошибки на бит будет удовлетворять нижней границе (2.97).

Для АМ сигналов средняя энергия передаваемых сигналов отличается от пиковой (максимальной) E_{max} , которой обладает сигнал с максимальным уровнем (амплитудой). В некоторых реальных ситуациях вводится ограничение на пиковую мощность передат-

чика. Поэтому полезно знать соотношение между средней и пиковой энергиями передаваемых сигналов. Так как $E_{\max} = (M-1)^2 d^2 / 4$, то согласно (2.8)

$$E_{\max}/\bar{E}_s = 3(M-1)/(M+1). \quad (2.98)$$

Ширина полосы частот (независимо от выбранного определения) передаваемого сигнала зависит от формы модулируемого импульса $U_{T_s}(t)$. Действительно, спектральная плотность АМ последовательности импульсов определяется выражением [3]

$$F_s(f) = \frac{\bar{E}_s}{T_s} |F_U(f)|^2, \quad (2.99)$$

где $F_U(f)$ – преобразование Фурье $U_{T_s}(t)$.

Оставляя в стороне вопрос о выборе формы модулируемых импульсов, определим минимальную ширину полосы частот, требуемую для передачи АМ сигналов в идеальных условиях. Согласно теореме отсчетов В.А. Котельникова, определяющей условия восстановления сигнала, заданного отсчетами через фиксированные интервалы времени T_s и ограниченного по полосе W , необходимая минимальная полоса частот идеального канала связи равна $1/(2T_s)$. Хотя форма модулируемых импульсов при такой интерпретации имеет вид $U_{T_s}(t) = \sin \pi t/T_s / (\pi t/T_s)$ и соответствует функциям, не ограниченным временным интервалом T_s , она гарантирует отсутствие межсимвольной интерференции.

При передаче по полосовому каналу это же значение минимальной полосы может быть сохранено за счет использования однополосной (ОБП) либо квадратурной амплитудной модуляции (КАМ), когда исходная последовательность АМ импульсов разделяется на две последовательности и каждая из них передается с помощью одной из двух квадратурных несущих: $\cos 2\pi f_0 t$ или $\sin 2\pi f_0 t$. Поэтому спектральная эффективность АМ модуляции будет определяться следующим выражением:

$$\frac{R_b}{W} = \frac{\log_2 M}{T_s} 2T_s = 2\log_2 M. \quad (2.100)$$

Однако на практике тяжело реализовать такую спектральную эффективность в силу определенных трудностей при формировании сигналов с минимальной полосой. Если $U_{T_s}(t)$ представляет собой импульс прямоугольной формы, то ширина полосы по первым нулям спектра будет равна $1/T_s$. Поэтому значения спектральной эффективности АМ модуляции, достигаемой в реальных системах, заключены в пределах

$$\log_2 M \leq \frac{R_b}{W} \leq 2\log_2 M. \quad (2.101)$$

Сделаем несколько замечаний, касающихся рассматриваемого вида модуляции, на основании выражений (2.96) и (2.101). Из последнего следует, что с увеличением количества уровней M необходимая полоса частот при фиксированной скорости R_b источника сообщений уменьшается. Однако согласно (2.96) это увеличение спектральной эффективности достигается за счет увеличения удельных энергетических затрат E_b/N_0 , требуемых для обеспечения требуемой достоверности передачи.

В заключение отметим, что при демодуляции многопозиционных АМ сигналов можно использовать и некогерентный демодулятор. В этом случае блок восстановления несущей при обеспечении достаточной стабильности частот может быть исключен, согласованный фильтр должен быть настроен на промежуточную частоту, а на его выходе должен быть включен детектор огибающей.

ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ (PSK)

При фазовой модуляции в соответствии с символами передаваемого сообщения изменяется фаза гармонического колебания, поэтому передаваемый сигнал можно записать в следующем виде:

$$s(t) = A \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_{T_s}(t - kT_s) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k) = I(t) \cos 2\pi f_0 t - Q(t) \sin 2\pi f_0 t,$$

где

$$\begin{aligned} I(t) &= A \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_{T_s}(t - kT_s) \cos \varphi, \\ (2.102) \end{aligned}$$

$$Q(t) = A \sum_{k=-\infty}^{\infty} U_{T_s}(t - kT_s) \sin \varphi_k,$$

φ_k принимает значения из множества $\left\{ \frac{2\pi}{M}(i-1) + \varphi_0, i = \overline{1, M} \right\}$, φ_0 – произвольная начальная фаза.

В результате передается последовательность сигналов конечной длительности T_s с постоянной огибающей и энергией $E_s = A^2 T_s / 2$.

Геометрическая иллюстрация формируемого ансамбля ФМ сигналов изображена на рис. 2.14. Здесь сигнальные точки лежат на окружности, радиус которой определяется энергией E_s сигналов. Можно заметить, что ФМ сигналы обладают некоторыми общими свойствами с АМ сигналами. Действительно, с увеличением $M (M > 2)$ размерность сигнального пространства не изменяется. А это означает, что с увеличением M возрастает спектральная эффективность. Но с другой стороны, с увеличением M при постоянной энергии сигналов происходит сближение сигнальных точек. Поэтому для поддержания вероятности ошибки на прежнем уровне

приходится увеличивать энергию сигналов (увеличивать радиус окружности). Иначе говоря, здесь, как в случае АМ сигналов, увеличение спектральной эффективности достигается за счет снижения энергетической эффективности. Эти выводы, сделанные на основании геометрических представлений, в дальнейшем будут подтверждены аналитически.

Теперь рассмотрим методы формирования ансамбля ФМ сигналов, представленных на рис.2.14. Заметим, что двоичные символы, создаваемые источником дискретных сообщений, предварительно кодируются кодом Грея. В результате соседние сигнальные точки (фазы сигналов) отображают двоичные последовательности, отличающиеся одним двоичным символом. Это свойство очень важно при рассмотрении характеристик помехоустойчивости демодуляторов. Самой простой является схема демодулятора двухпозиционных сигналов (2ФМ), представленная на рис.2.15. Можно легко проверить, что скачки фазы на π происходят в моменты изменения полярности модулирующего сигнала $I(t)$. Перемножение двух сигналов: модулирующего и несущей – эквивалентно двухполосной амплитудной модуляции (АМ-ДБП) с подавленной несущей. Поэтому 2ФМ сигналы эквивалентны 2АМ сигналам с подавленной несущей.

В модуляторе сигналов 4ФМ или сигналов с квадратурной фазовой манипуляцией (КФМ) два смежных двоичных символа дискретного сообщения определяют одно из четырех возможных значений фазы несущей $A \cos 2\pi f_0 t$. Поэтому скорость манипуляции (передачи сигналов) снижается вдвое. Модулированный сигнал можно рассматривать как сумму двух манипулированных по фазе модулирующими сиг-

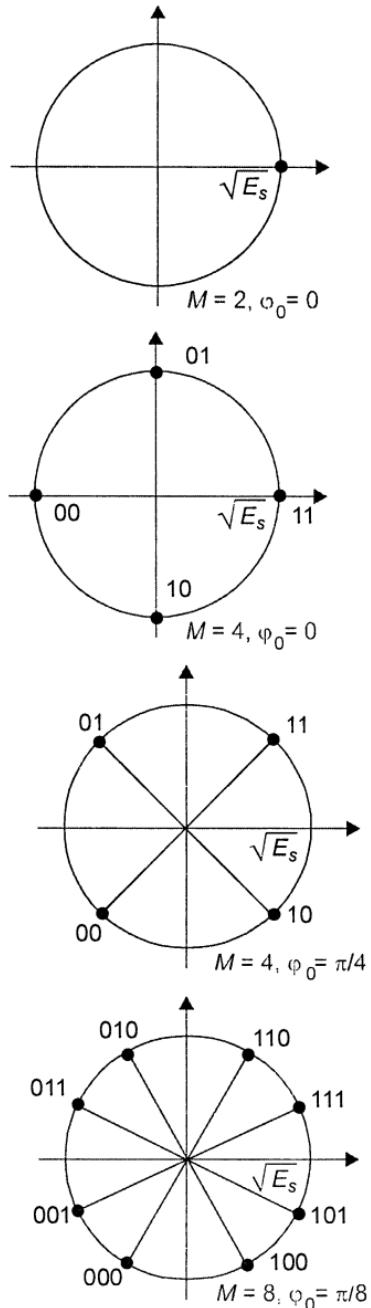


Рис. 2.14. Геометрическое представление ансамбля ФМ сигналов

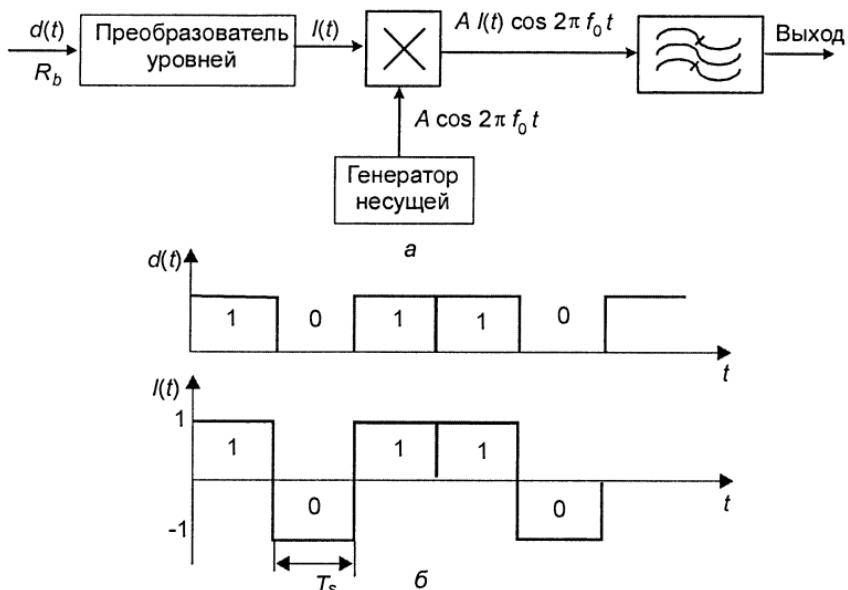


Рис. 2.15. Модулятор 2ФМ сигналов:
а – структурная схема; б – временные диаграммы

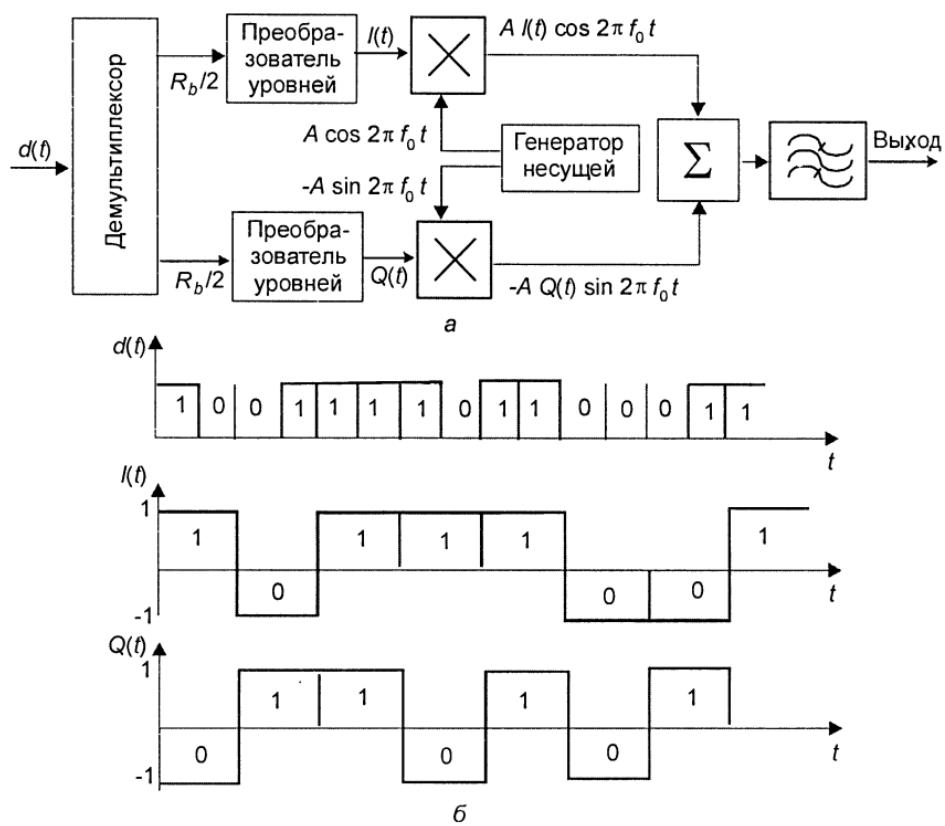
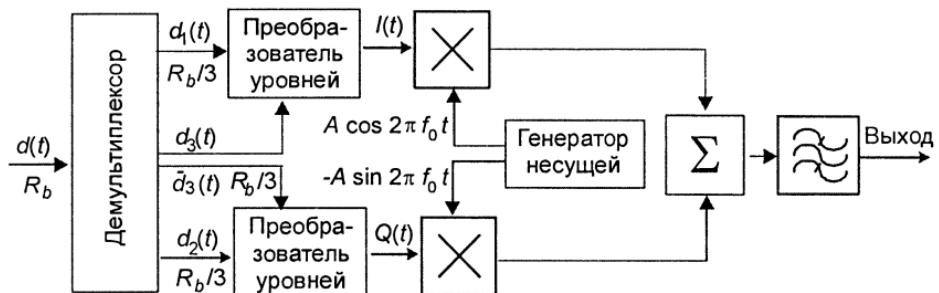
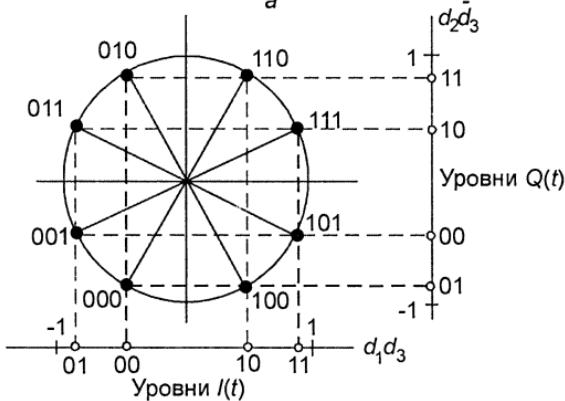


Рис. 2.16. Модулятор 4ФМ (КФМ) сигналов:
а – структурная схема; б – временные диаграммы



а



б

Рис. 2.17 Модулятор 8ФМ сигналов:
а – структурная схема; б – сигнальное созвездие

налами $I(t)$ и $Q(t)$ гармонических колебаний, находящихся в квадратуре, т.е. отличающихся начальным фазовым сдвигом, равным $\pi/2$. Схема модулятора 4ФМ сигналов приведена на рис.2.16 и представляет собой по существу два модулятора 2ФМ сигналов, выходы которых объединены с помощью сумматора. Эти два квадратурных канала модулятора соответственно обозначают как I -канал (синфазный) и Q -канал (квадратурный).

В модуляторе 8ФМ сигналов группа из трех смежных двоичных символов определяет одну из восьми возможных фаз несущей $A \cos 2\pi f_0 t$. Скорость передачи (манипуляции) уменьшается в три раза. Схема модулятора, изображенная на рис.2.17, может рассматриваться как обобщение схемы модулятора 4ФМ сигналов. Четырехуровневые симметричные модулирующие сигналы I - и Q -каналов модулируют квадратурные несущие $A \cos 2\pi f_0 t$ и $-A \sin 2\pi f_0 t$. Начальное значение фазы несущей выбрано равным $\varphi_0 = \pi/8$. Каждый из трех смежных двоичных символов источника сообщений, разделяемых с помощью демультиплексора, используются следующим образом: первый определяет знак модулирующего сигнала в I -канале, второй – знак модулирующего сигнала в Q -канале, третий – абсолютное значение уровня модулирующих сигналов в I - и Q -каналах.

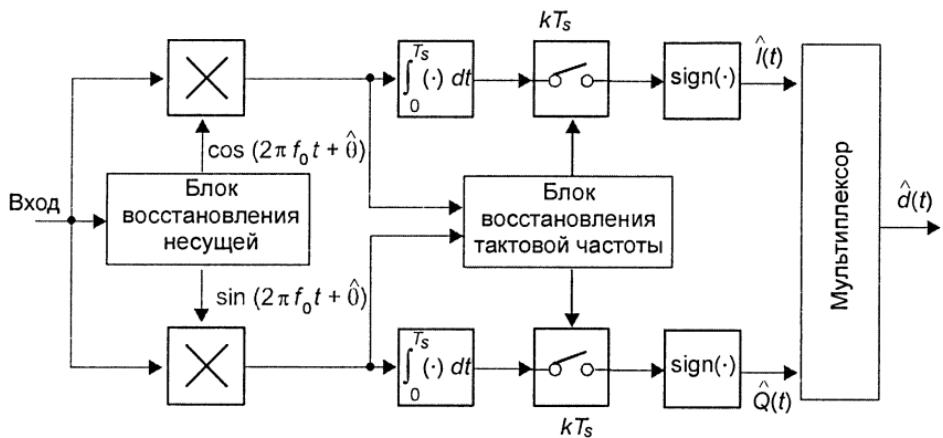


Рис. 2.18. Структурная схема когерентного демодулятора 4ФМ сигналов

Модуляторы многопозиционных ФМ сигналов можно реализовать на базе цифровой технологии, используя дискретное представление гармонического колебания. Тогда модулятор в качестве основных элементов будет содержать ПЗУ с управляемой адресацией, в котором хранятся табличные значения функции $\sin x$, ЦАП и полосовой фильтр.

При когерентной демодуляции ФМ сигналов предполагается, что фаза несущей известна «точно». Как уже было отмечено ранее, сигнальные точки ФМ сигналов располагаются в двухмерном сигнальном пространстве, поэтому при оптимальной когерентной демодуляции необходимо использовать только два согласованных фильтра для формирования достаточных статистик, с помощью которых выносятся решения относительно переданных символов сообщения.

Структурная схема оптимального когерентного демодулятора 4ФМ сигналов (наиболее простого) изображена на рис.2.18. Демодулятор по существу представляет параллельное соединение 2-х когерентных демодуляторов 2ФМ сигналов, в которых решение относительно двоичных сигналов передаваемого сообщения выносятся независимо путем определения знака отсчетов квадратурных составляющих принимаемых сигналов. В общем случае решения относительно переданных символов сообщения на основе анализа отсчетов квадратурных составляющих принимаемых сигналов должны выноситься совместно. Вместо обычных знаковых компараторов необходимо использовать в каждом канале много-пороговые решающие устройства и логическую схему, обеспечивающую одно значное восстановление исходных символов сообщения. С помощью этих элементов осуществляется разбиение двумерного сигнального пространства на секторы шириной $2\pi/M$ и проверка на принадлежность принятого сигнального вектора тому или иному сектору.

Этот же принцип проверки по секторам можно реализовать в несколько иной форме, анализируя лишь фазу принятого сигнального вектора и сравнивая ее с возможными значениями фазы сигнальных векторов в двумерном сигнальном пространстве. В качестве истинного значения фазы, а следовательно, и символа переданного сообщения принимается то, которое «ближе всего» расположено к значению фазы принятого сигнального вектора. Оптимальное оценивание фазы принятого сигнального вектора осуществляется в соответствии с алгоритмом

$$Z_k = \operatorname{arctg} \left(\frac{Y_k}{X_k} \right), \quad (2.103)$$

$$\hat{\theta}_k = Z_k \bmod 2\pi. \quad (2.104)$$

Структурная схема когерентного демодулятора многопозиционных ФМ сигналов (М-ФМ), реализующего алгоритм (2.103), (2.104), изображена на рис. 2.19.

Вероятность ошибки при демодуляции символа сообщения в случае использования 4ФМ сигналов может быть легко вычислена, поскольку в этом простом случае области принятия решения ограничены прямоугольниками. Поэтому

$$P_E = 1 - (1 - p)^2 = 2p - p^2, \quad (2.105)$$

где

$$p = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right).$$

В общем случае вероятность ошибки при когерентной демодуляции М-ФМ сигналов с учетом симметрии сигнального созвездия определяется следующим выражением:

$$P_E = 1 - \int_{D_j} w_2(\mathbf{x} - \mathbf{S}_j) d\mathbf{x} \quad \text{для любого } j, \quad (2.106)$$

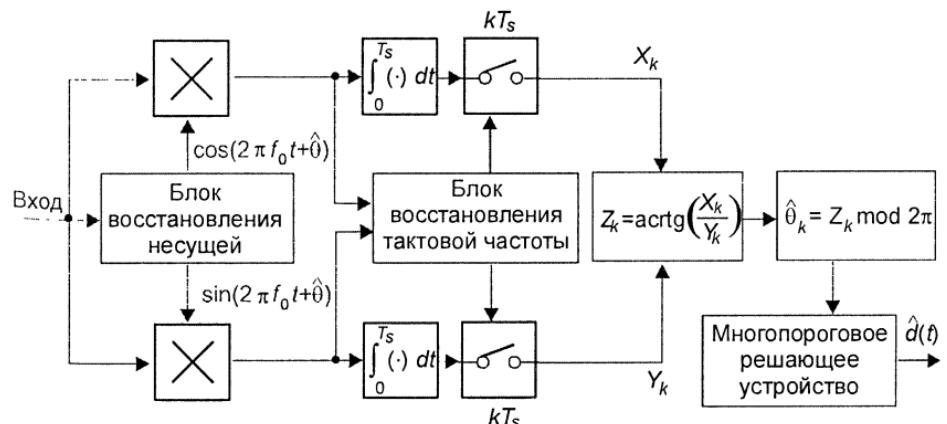


Рис. 2.19. Структурная схема когерентного демодулятора М-ФМ сигналов

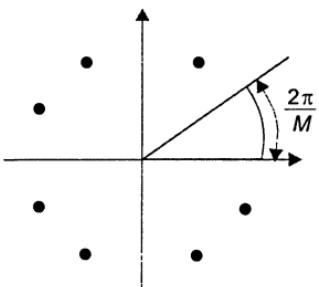


Рис. 2.20. Область принятия решения, соответствующая ансамблю М-ФМ сигналов

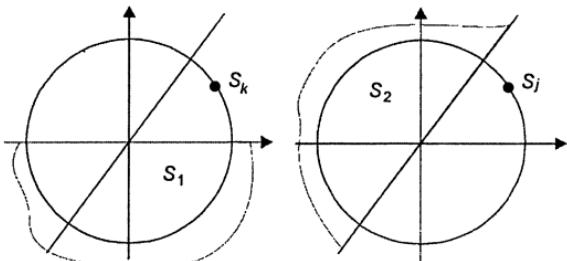


Рис. 2.21. Области принятия решений при построении границ вероятности ошибки при демодуляции ФМ сигналов

где D_j – область принятия решения в пользу сигнала S_j , изображенная на рис. 2.20. Она представляет собой круговой сектор шириной $2\pi/M$, внутри которого лежит сигнальная точка, соответствующая S_j .

Можно получить выражения для точных верхней и нижней границ для вероятности ошибки с помощью геометрических представлений, изображенных на рис. 2.21.

Вероятность того, что вектор r принятого сигнала окажется за пределами области D_j , соответствующей сигналу S_j , лежит в пределах

$$\text{Вер}\{\mathbf{r} \in S_1\} \leq P_E \leq \text{Вер}\{\mathbf{r} \in S_1\} + \text{Вер}\{\mathbf{r} \in S_2\}. \quad (2.107)$$

Вектор принятого сигнала r окажется в пределах полуплоскостей S_1 и S_2 тогда и только тогда, когда составляющая вектора шума, ортогональная разграничительной линии, будет больше расстояния между S_j и границей (т.е. $\sqrt{E_s} \sin \frac{\pi}{M}$). Поэтому

$$\text{Вер}\{\mathbf{r} \in S_1\} = \text{Вер}\{\mathbf{r} \in S_2\} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M} \right). \quad (2.108)$$

Подставляя (2.108) в (2.107), получаем

$$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M} \right) \leq P_E \leq \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \sin \frac{\pi}{M} \right). \quad (2.109)$$

Зависимость вероятности ошибки P_E при демодуляции ФМ сигналов от отношения E_b/N_0 , вычисленные с помощью выражения (2.109), для различных значений M приведены на рис. 2.22.

При когерентной демодуляции ФМ сигналов предполагается, что в демодуляторе обеспечивается формирование когерентного опорного сигнала с требуемой точностью. Однако практически сформировать такой сигнал не всегда возможно. Обычно фазовая

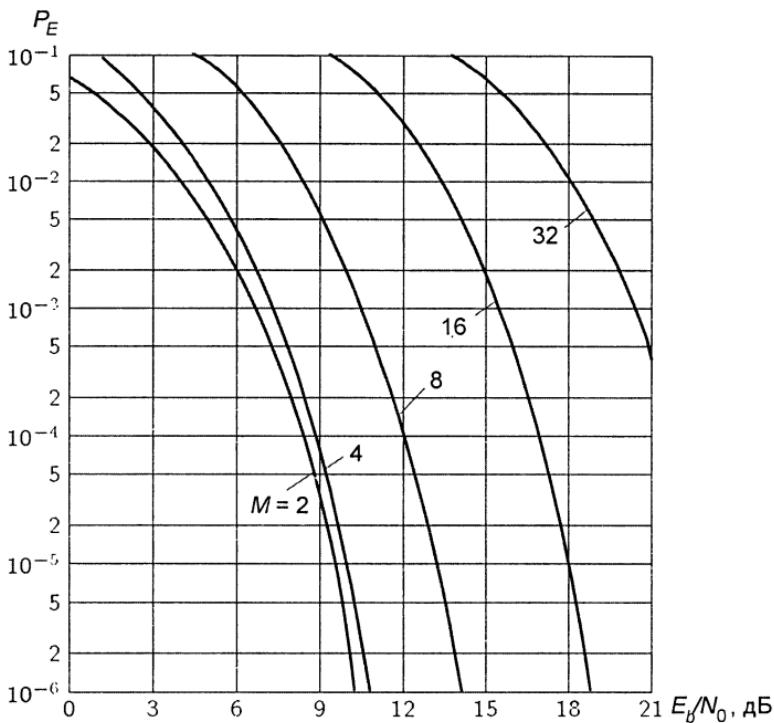


Рис. 2.22. Зависимость вероятности ошибки P_E от E_b/N_0 при когерентной демодуляции многопозиционных ФМ сигналов

ошибка содержит две составляющие, обусловленные особенностями работы блока восстановления несущей из принимаемого сигнала: одна вызвана воздействием шума и представляет собой случайный процесс $\varphi_e(t)$, другая – детерминированная составляющая φ_h и определяется возможной неоднозначностью при восстановлении несущей из ФМ сигнала.

Например, при восстановлении несущей из 4ФМ сигнала принимаемый сигнал должен быть введен в четвертую степень для устранения фазовой манипуляции. При формировании когерентного опорного сигнала частоту полученного сигнала необходимо разделить на 4. В результате возникает фазовая неоднозначность φ_h , кратная $\pi/4$. Для устранения этой фазовой неоднозначности приходится осуществлять относительное кодирование символов передаваемого сообщения так, чтобы необходимая информация содержалась в разности фаз двух последовательно передаваемых ФМ сигналов. В этом случае говорят об относительной фазовой манипуляции (ОФМ) или фазовой манипуляции с относительным кодированием символов передаваемого сообщения. Пусть φ_k – абсолютное значение фазы сигнала, передаваемого в k -й интервал времени, и $\hat{\varphi}_k = \varphi_k + \varphi_h$ – фаза опорного сигнала, формируемого для

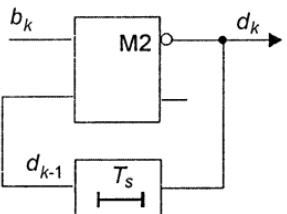


Рис. 2.23. Преобразование двоичных символов при формировании сигналов с относительной двоичной фазовой манипуляцией (2ОФМ)

когерентной демодуляции в течение того же самого интервала времени длительностью T_s при отсутствии шума. При демодуляции решение относительно переданного

символа сообщения в конце k -го интервала принимается на основе разности фаз сигналов в смежных интервалах времени $\phi_k - \phi_{k-1} = (\phi_k + \phi_h) - (\phi_{k-1} + \phi_h) = \phi_k - \phi_{k-1}$. В результате фазовая неоднозначность может быть устранена. Для реализации рассмотренного метода передачи в фазовом модуляторе сигнала производится относительное кодирование символов передаваемого сообщения, а затем осуществляется абсолютная фазовая манипуляция. Таким образом, для передачи k символов сообщения требуется $(k+1)$ абсолютных значений фазы. Иначе говоря, для устранения фазовой неоднозначности ϕ_k необходимая избыточность составляет один символ.

В качестве примера рассмотрим преобразование абсолютного кода в относительный (относительный кодер) для $M=2$ (рис. 2.23). Здесь текущий символ b_k сообщения сравнивается с предыдущим символом d_{k-1} кодированной последовательности. Если они равны, то $d_k=1$, в противном случае $d_k=0$. Это соответствует выполнению логических операций

$$d_k = \overline{b_k \oplus d_{k-1}} \quad (2.110)$$

Здесь символ \oplus означает сложение по mod 2, а черта сверху – логическую операцию дополнения.

В случае $M=4$ относительное кодирование осуществляется с помощью более сложного алгоритма. Исходная последовательность двоичных символов $\{b_k\}$ разделяется на две последовательности $\{A_k\}$, $\{B_k\}$, которые кодируются в последовательности $\{I_k\}$, $\{Q_k\}$ с помощью логических функций (рис. 2.24):

$$I_k = \overline{(A_k \oplus B_k) \cdot (A_k \oplus I_{k-1})} + (A_k \oplus B_k) \cdot (B_k \oplus Q_{k-1}), \quad (2.111)$$

$$Q_k = \overline{(A_k \oplus B_k) \cdot (B_k \oplus Q_{k-1})} + (A_k \oplus B_k) \cdot (A_k \oplus I_{k-1}).$$

Предположим, что при когерентной демодуляции опорный сигнал, формируемый в блоке восстановления несущей когерентного демодулятора, имеет фазовую неоднозначность, т.е. ϕ_h принимает значения из множества

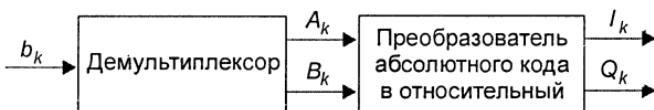


Рис. 2.24. Преобразование двоичных символов при формировании сигналов 4ОФМ

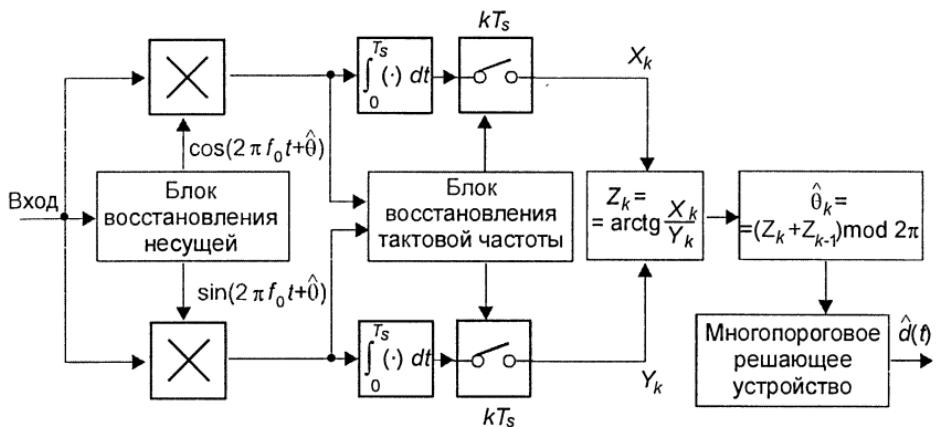


Рис. 2.25. Структурная схема когерентного демодулятора М-ОФМ сигналов

$$\left(\frac{2\pi}{M} i, \quad i = \overline{0, M-1} \right). \quad (2.112)$$

Тогда в когерентном демодуляторе сначала осуществляется когерентная демодуляция символов передаваемого сообщения на каждом временнóм интервале T_s , а затем – устранение фазовой неоднозначности с помощью относительного декодера, либо вычисляющего разность фаз ($\hat{\phi}_k - \hat{\phi}_{k-1}$), либо выполняющего последовательность логических операций над двоичными символами. Структурная схема когерентного демодулятора сигналов с относительной фазовой модуляцией (М-ОФМ) изображена на рис.2.25. В случае $M=2$ оценки символов переданного сообщения \hat{b}_k могут быть восстановлены из оценок относительно кодированных символов \hat{d}_k с помощью следующей логической функции:

$$\hat{b}_k = \overline{\hat{d}_k \oplus \hat{d}_{k-1}}. \quad (2.113)$$

В случае $M=4$ логическая функция имеет следующий вид:

$$\hat{A}_k = \overline{(\hat{I}_k \oplus \hat{Q}_k) \cdot (\hat{I}_k \oplus \hat{I}_{k-1}) + (\hat{I}_k \oplus \hat{Q}_k) \cdot (\hat{Q}_k \oplus \hat{Q}_{k-1})}, \quad (2.114)$$

$$\hat{B}_k = \overline{(\hat{I}_k \oplus \hat{Q}_k) \cdot (\hat{Q}_k \oplus \hat{Q}_{k-1}) + (\hat{I}_k \oplus \hat{Q}_k) \cdot (\hat{I}_k \oplus \hat{I}_{k-1})}.$$

Вероятность ошибки при демодуляции M -ичного символа для ОФМ сигналов может быть вычислена по формуле

$$P_{\text{Е ОФМ}}(M) = \sum_{i=0}^{M-1} p_i^2, \quad (2.115)$$

$$p_i = \int_{(2i-1)\pi/M}^{(2i+1)\pi/M} W_0(x) dx. \quad (2.116)$$

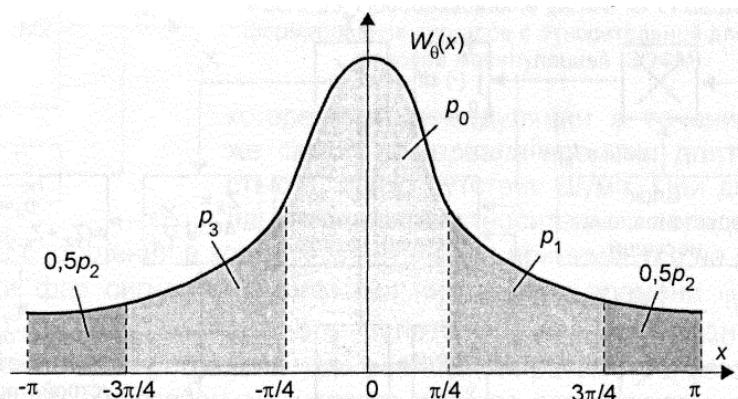


Рис. 2.26. Графическое представление величин, входящих в выражение для вероятности ошибки при демодуляции ФМ сигналов

При $M=4$ величины, входящие в (2.115), представлены графически на рис. 2.26.

Если учесть, что при когерентной демодуляции 2ФМ сигналов вероятность ошибки

$$P_{E\text{OFM}}(2) = 1 - p_0,$$

то выражение для $P_{E\text{OFM}}(M)$ можно представить в следующем виде:

$$P_{E\text{OFM}}(M) = 2P_{E\text{OFM}}(2) \left[1 - \frac{1}{2}P_{E\text{OFM}}(2) - \frac{1}{2} \frac{\sum_{i=1}^{M-1} p_i^2}{2P_{E\text{OFM}}(2)} \right]. \quad (2.117)$$

Из (2.117) следует, что при низких значениях вероятности относительное кодирование приводит, грубо говоря, к увеличению вероятности ошибки по отношению к вероятности ошибки при когерентной демодуляции вдвое. Это является платой за возможность устранения фазовой неоднозначности. Кроме того, при демодуляции ОФМ сигналов возникающие ошибки группируются в пары. Действительно, если значение абсолютной фазы определено ошибочно, то это вызывает появление ошибок в двух смежных интервалах T_s .

Иногда на практике возникает необходимость в демодуляции ФМ сигналов без когерентного опорного сигнала. Это прежде всего связано либо с ограничениями на сложность реализации демодулятора и на время, затрачиваемое на восстановление несущей с требуемой точностью, либо с невозможностью формирования когерентного опорного сигнала из-за значительных фазовых возмущений, вносимых аппаратурой приемопередающего тракта и средой распространения сигналов.

Один из подходов, позволяющих осуществить демодуляцию ФМ сигналов без когерентного опорного сигнала, заключается в использовании в качестве последнего сигнала, принимаемого в интервале времени $(k-1)T_s$, который предшествует текущему. Таким образом, если последовательность символов передаваемого сообщения предварительно подвергнута относительному кодированию в модуляторе передатчика, то, анализируя разность фаз сигналов, принимаемых в смежных интервалах времени $(k-1)T_s$ и kT_s , в демодуляторе приемника принципиально возможно восстановить исходные символы передаваемого сообщения и устранить фазовую неоднозначность. В этом случае символы передаваемого сообщения отображаются в разностях фаз $\Delta\phi_k = \phi_k - \phi_{k-1}$, значения, которых выбираются из множества

$$\left\{ \frac{2\pi}{M} (i-1) + \phi_0, \quad i = \overline{1, M} \right\}, \quad \phi_0 = 0 \text{ или } \pi/M. \quad (2.118)$$

Структурная схема автокорреляционного демодулятора ОФМ сигналов для $M=4$ изображена на рис. 2.27. Здесь фазовая неоднозначность ϕ_h может быть устранена, если она остается постоянной по крайней мере на протяжении двух смежных интервалов времени T_s . Эта схема реализует оптимальный по критерию максимального правдоподобия алгоритм оценивания разности фаз принимаемых сигналов на протяжении двух смежных интервалов времени T_s [5].

Традиционный метод вычисления вероятности ошибки при некогерентной демодуляции М-ОФМ сигналов заключается в нахождении функции плотности вероятности разности фаз принимаемых сигналов. Однако он, к сожалению, приводит к результатам, которые не могут быть представлены в компактной форме. Поэтому приведем выражение для верхней границы вероятности ошибки:

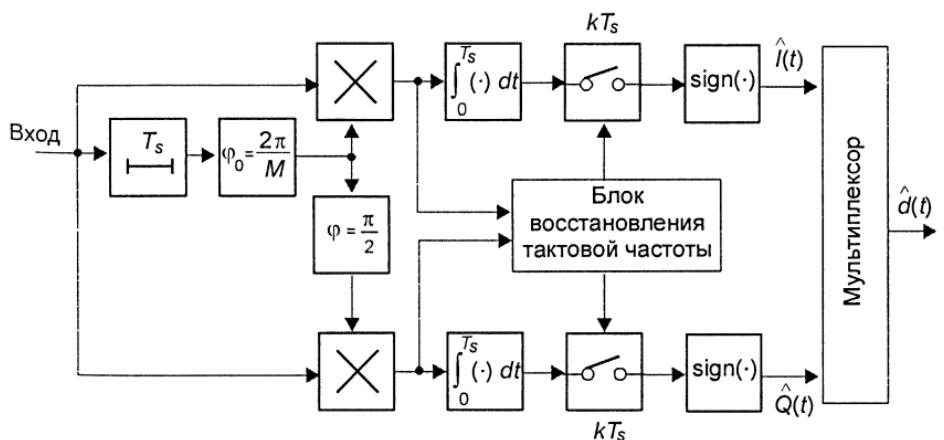


Рис. 2.27. Автокорреляционный демодулятор 4ОФМ сигналов

$$P_E < 1 + Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} b_M, \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} a_M\right) - Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} a_M, \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} b_M\right), \quad (2.119)$$

$$a_M = \log_2 \left[M \left(1 + \sin \frac{\pi}{M} \right) \right], \quad b_M = \log_2 \left[M \left(1 - \sin \frac{\pi}{M} \right) \right],$$

где $Q(a, b) = \int_b^\infty \exp\left(-\frac{a^2 + x^2}{2}\right) I_0(ax) dx$ – функция Маркума.

При больших значениях M справедлива следующая аппроксимация (2.119):

$$\begin{aligned} P_E &\approx \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{E_b \log_2 M}{2 N_0}} \left(\sqrt{1 + \sin \frac{\pi}{M}} - \sqrt{1 - \sin \frac{\pi}{M}} \right) \right] \approx \\ &\approx \operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{E_b \log_2 M}{2 N_0}} \sin \frac{\pi}{M} \right). \end{aligned} \quad (2.120)$$

Сравнивая (2.120) с (2.109), можно заключить, что переход от когерентной демодуляции ОФМ сигналов к некогерентной сопровождается энергетическими потерями, асимптотическое значение которых составляет 3 дБ.

В частном случае $M=2$ неравенство обращается в равенство и вероятность ошибки при некогерентной демодуляции ОФМ сигналов определяется выражением

$$P_E = \frac{1}{2} \left[1 - Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} a_2, \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} b_2\right) + Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} b_2, \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} a_2\right) \right]. \quad (2.121)$$

Но поскольку $a_2=2$, $b_2=0$, то с учетом того, что $Q(x, 0)=1$, $Q(x, 0)=\exp(-x^2/2)$, получаем следующий результат:

$$P_E = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right). \quad (2.122)$$

Таким образом, в общем случае некогерентная демодуляция по сравнению с когерентной обладает худшими характеристиками помехоустойчивости. Причина этого заключается в том, что при некогерентной демодуляции ОФМ сигналов опорный сигнал оказывается «зашумленным». Однако при больших отношениях сигнал/шум и $M=2$ различие этих двух методов демодуляции с точки зрения требуемого отношения E_b/N_0 становится несущественным. Этим следует объяснить факт широкого распространения ОФМ в сочетании с некогерентной демодуляцией при двоичной передаче. Переход от вероятности ошибки при демодуляции M -ичного символа P_E к вероятности ошибки на бит P_b в случае M -позиционных ОФМ сигналов при кодировании кодом Грея можно выполнить с помощью приближенных выражений (2.97).

Минимально необходимая полоса частот при передаче сигналов с многопозиционной фазовой манипуляцией равна $1/T_s$. Поэтому максимальное значение удельной скорости передачи, характеризующей спектральную эффективность многопозиционной фазовой манипуляции, равна

$$\frac{R_b}{W} = \frac{\log_2 M}{T_s} T_s = \log_2 M. \quad (2.123)$$

Из (2.123) следует, что с увеличением кратности манипуляции (числа позиций) спектральная эффективность возрастает. Однако за это приходится расплачиваться увеличением удельных энергетических затрат E_b/N_0 , необходимых для обеспечения требуемого значения P_E или P_b .

АМПЛИТУДНО-ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ (APSK)

В предыдущих разделах были рассмотрены многопозиционные АМ и ФМ, которые могут быть использованы для передачи $\log_2 M$ битов информации с помощью одного сигнала. Оба вида модуляции позволяют обеспечить увеличение спектральной эффективности пропорционально $\log_2 M$. Следует также отметить, что при больших значениях M за увеличение объема передаваемого сообщения на 1 бит при заданной вероятности ошибки P_E приходится расплачиваться увеличением на 6 дБ требуемого отношения сигнал/шум. Лучшие результаты при том же самом значении спектральной эффективности можно получить, если для передачи символов сообщения модулировать сразу два параметра: амплитуду и фазу. В этом случае сигнальные точки будут размещаться в двумерном сигнальном пространстве более рационально, поэтому увеличение спектральной эффективности не будет сопровождаться резким уменьшением минимального расстояния. Здесь снято ограничение на то, чтобы сигнальные точки располагались только на прямой линии (АМ), либо только на окружности (ФМ).

В общем виде сигнал с амплитудно-фазовой модуляцией может быть представлен как

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{K-1} d_k U_{T_s}(t - kT_s) e^{j2\pi f_0 t} \right\}, \quad 0 \leq t < kT_s, \quad (2.124)$$

где $d_k = d_{I_k} + j d_{Q_k} = A_k e^{j\varphi_k}$ – комплексные случайные величины, $U_{T_s}(t)$ – функция, описывающая форму модулируемых импульсов.

Если $U_{T_s}(t)$ – импульс прямоугольной формы с единичной амплитудой, то (2.124) можно представить в следующем виде:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{K-1} [d_{I_k} \cos 2\pi f_0 t - d_{Q_k} \sin 2\pi f_0 t] U_{T_s}(t - kT_s). \quad (2.125)$$

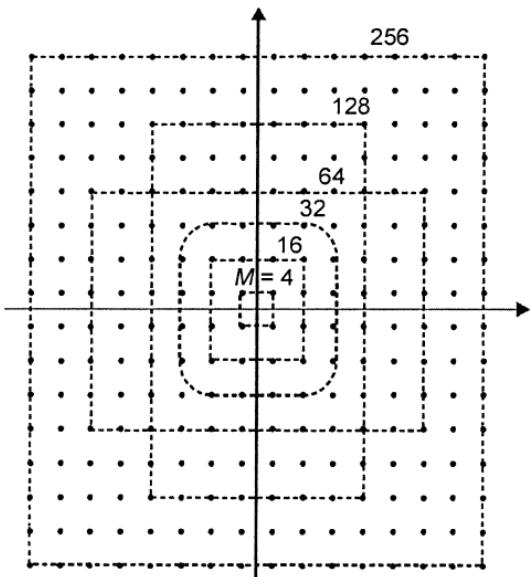


Рис. 2.28. Сигнальные созвездия прямоугольной формы КАМ сигналов (Пунктирными линиями указаны границы сигнальных созвездий для различных M .)

АМ-ФМ сигналами по сравнению с ФМ сигналами возрастает с увеличением M . Поэтому было затрачено много усилий, направленных на поиски наилучших конфигураций сигнальных созвездий. Однако с точки зрения простоты технической реализации представляют сигнальные созвездия прямоугольной конфигурации, изображенные на рис. 2.28. Они образуются путем сложения двух квадратурных несущих, модулированных по амплитуде многоуровневыми последовательностями импульсов. Структурная схема модулятора сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ) изображена на рис. 2.29, а структурная схема когерентного демодулятора – на рис. 2.30. Здесь переданные символы сообщения восста-

Из (2.125) следует, что передаваемый сигнал состоит из двух квадратурных несущих, модулированных по амплитуде многоуровневыми последовательностями импульсов. Такой вид модуляции принято называть комбинированной амплитудно-фазовой модуляцией (АМ-ФМ). Геометрически сигналы с этим видом модуляции могут быть представлены в виде двумерного сигнального созвездия точек в двумерном пространстве сигналов.

Следует подчеркнуть, что энергетический выигрыш, обеспечиваемый

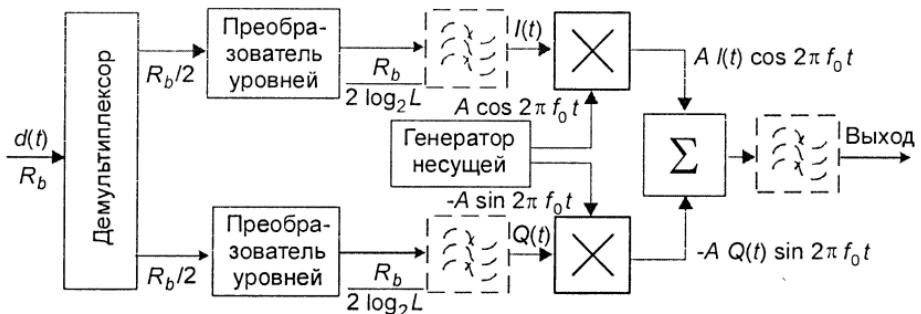


Рис. 2.29. Структурная схема модулятора КАМ сигналов

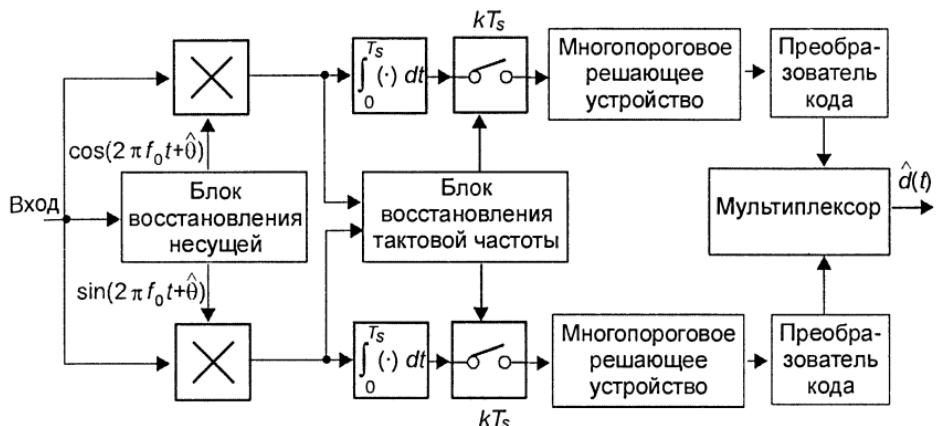


Рис. 2.30. Структурная схема когерентного демодулятора КАМ сигналов

навливаются путем независимого сравнения выделенных квадратурных составляющих принимаемого сигнала с порогами в двух многопороговых решающих устройствах. Если $\log_2 M$ является четным числом, то структура демодулятора оптимальна в смысле критерия максимального правдоподобия. При нечетном количестве битов, приходящихся на символ сообщения, сигнальные созвездия пересекаются и их сигнальные точки могут принадлежать одной и той же прямоугольной сетке. Исключение составляет случай $M=8$.

Если сигнальные точки созвездий выбраны так, что минимальное расстояние между любой парой точек равно двум, то среднее значение энергии ансамбля сигналов различного объема приведены в табл. 2.1. Здесь можно заметить, что каждый дополнительный бит информации требует увеличения средней энергии примерно на 3 дБ для сохранения минимального расстояния неизменным.

Таблица 2.1

M	$\log_2 M$, бит/символ	\bar{E}_s	$10 \lg \bar{E}_s$
4	2	2	3,0
8	3	4,73	6,75
16	4	10	10,0
32	5	20	13,0
64	6	42	16,2
128	7	82	19,1
256	8	170	22,3

Вероятность ошибки при когерентной демодуляции КАМ сигналов может быть легко вычислена, когда $\log_2 M$ – четное число. Действительно, выражение для P_E следует из (2.96), если рассматривать два независимых канала демодуляции АМ сигналов с объемом ансамбля, равным \sqrt{M} , и средней энергией, равной половине средней энергии ансамбля КАМ сигналов.

Если через p обозначить вероятность ошибки при демодуляции для каждого ансамбля АМ сигналов, то

$$P_E = 1 - (1-p)^2, \quad (2.126)$$

где согласно (2.96)

$$p = \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{2(M-1)} \frac{E_b}{N_0}} \right]. \quad (2.127)$$

При нечетном $\log_2 M$, точный результат таким путем получить не удается, поэтому приведем выражение для верхней границы вероятности ошибки:

$$P_E < 2 \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{2(M-1)} \frac{E_b}{N_0}} \right]. \quad (2.128)$$

Интересно сравнить ансамбли ФМ и АМ-ФМ сигналов с точки зрения энергетических затрат. Чтобы минимальное расстояние между сигнальными точками было равно двум, как для сигнального созвездия, изображенного на рис.2.28, необходимая энергия ФМ сигналов должна быть равна $1/\sin^2(\pi/M)$. Согласно (2.41) тот же самый результат может быть получен с помощью ансамбля АМ-ФМ сигналов, если среднюю энергию ансамбля с ростом M увеличивать пропорционально $2(M-1)/3$. В табл.2.2 приведены значения энергетического выигрыша (ЭВ), обеспечиваемого ансамблем АМ-ФМ сигналов по отношению к ансамблю ФМ сигналов, для различных значений M .

Таблица 2.2

M	ЭВ, дБ
4	0
8	1,6
16	4,14
32	7,01
64	9,95
128	12,89
256	15,90

Можно убедиться, что ширина полосы частот, занимаемая АМ-ФМ и ФМ сигналами, одна и та же. Поэтому эти ансамбли имеют одинаковую спектральную эффективность.

ЧАСТОТНАЯ МОДУЛЯЦИЯ (FSK)

Структурная схема модулятора сигналов с многопозиционной частотной модуляцией (М-ЧМ) изображена на рис. 2.31.

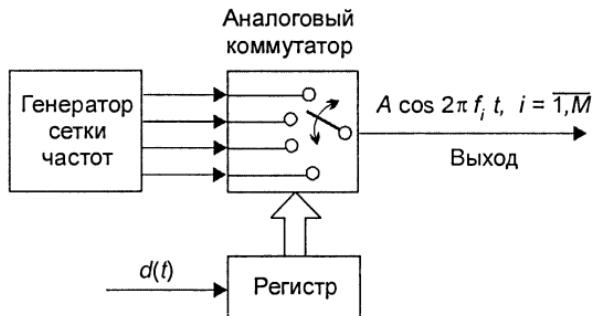


Рис. 2.31. Структурная схема модулятора М-ЧМ сигналов

Здесь последовательность двоичных символов источника сообщений отображается в сдвиг частоты несущей сигнала. Последовательность, содержащая k таких сигналов, может быть представлена в следующем виде:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{k-1} U_{T_s}(t - T_s) e^{j2\pi f_d d_k (t - kT_s)} e^{j2\pi f_0 t} \right\}, \quad t \leq 0 \leq kT_s, \quad (2.129)$$

где $\{d_k\}$ – случайная многоуровневая последовательность символов сообщения, принимающая значения из множества $\{2i-1-M, i=1, M\}$, $2f_d$ – расстояние между соседними частотными позициями, $U_{T_s}(t)$ – функция, описывающая форму модулирующего импульса. Если $U_{T_s}(t)$ имеет постоянные амплитуду A и длительность T_s , то на интервале времени T_s реализации передаваемого сигнала могут быть записаны как

$$\begin{aligned} s_i(t) &= A \cos 2\pi f_i t, \quad 0 \leq t < T_s; \\ f_i &= f_0 + (2i-1-M) f_d, \quad i = 1, M. \end{aligned} \quad (2.130)$$

Каждый из сигналов (2.130) имеет постоянную энергию $E_s = A^2 T_s / 2$, а модулированный сигнал (2.129) – постоянную огибающую. Сигналы ансамбля (2.130) характеризуются коэффициентом взаимной корреляции

$$\dot{\rho} = \frac{1}{2E_s} \int_0^{T_s} \dot{S}_i(t) \dot{S}_m(t) dt = \frac{\sin 2\pi f_d (i-m) T_s}{2\pi f_d (i-m) T_s} \exp [j 2\pi f_d T_s (i-m)], \quad (2.131)$$

\dot{S}_i, \dot{S}_m – комплексные огибающие сигналов ансамбля.

Таким образом, при фиксированной энергии евклидово расстояние между сигналами полностью определяется нормированным частотным разносом $2f_d T_s$.

Как показано на рис. 2.31, для формирования ЧМ сигналов может быть использован набор из M генераторов гармонических сигналов, настроенных на соответствующие частоты и подключаемых к выходу схемы с помощью аналогового коммутатора. Главным недостатком такой схемы формирования является большой уровень внеполосных излучений, вызванных «разрывами» фазы в моменты коммутации.

Другая возможность формирования ЧМ сигналов заключается в непосредственной модуляции одного управляемого по частоте генератора многоуровневой последовательностью модулирующих импульсов. В этом случае формируются ЧМ сигналы с непрерывной фазой (НФЧМ сигналы). Такие сигналы обладают более компактным спектром.

Множество ЧМ сигналов образует ансамбль ортогональных сигналов, если действительная часть коэффициентов взаимной корреляции равна нулю

$$\operatorname{Re} \{ \hat{p} \} = \frac{\sin 4\pi f_d T_s (i-m)}{4\pi f_d T_s (i-m)} = 0. \quad (2.132)$$

Это условие выполняется, если частотный разнос между соседними сигналами удовлетворяет соотношению

$$2f_d T_s = n/2, \quad (2.133)$$

n – произвольное целое число, а начальная фаза равна нулю.

Когерентная демодуляция ортогональных ЧМ сигналов может быть осуществлена с помощью многоканального корреляционного демодулятора, структурная схема которого изображена на рис. 2.32.

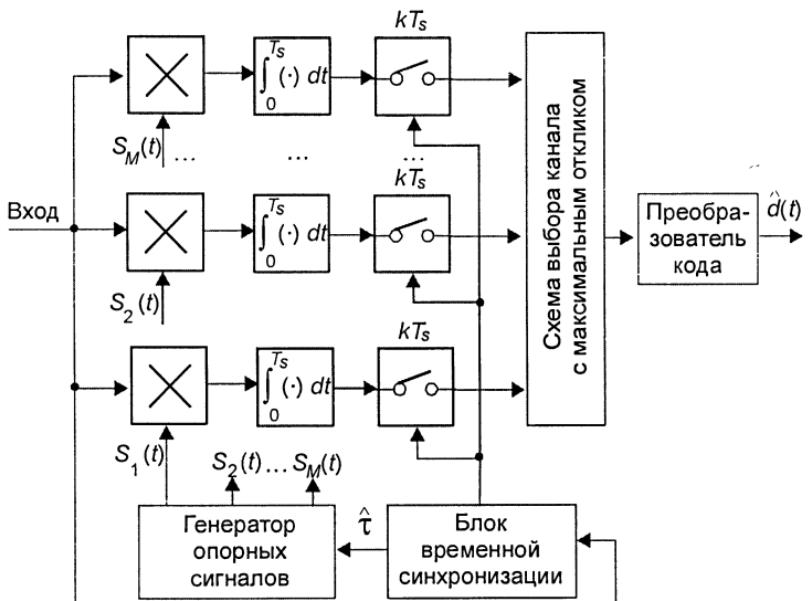


Рис. 2.32. Структурная схема когерентного демодулятора M -позиционных эквидистантных сигналов

Этот демодулятор является оптимальным в смысле критерия максимального правдоподобия. Каждый канал демодулятора представляет собой последовательное соединение перемножителя, осуществляющего перемножение входного сигнала на гармонический опорный сигнал $s_i(t) = A \cos 2\pi f_i t$ соответствующей частоты, и интегратора со сбросом, выполняющий интегрирование произведения в течение интервала времени T_s .

Фактически каждый канал представляет собой вычислитель коэффициента Фурье, а когерентный демодулятор в целом при выполнении условия (2.47) – анализатор Фурье, производящий Фурье-анализ реализаций входного сигнала длительностью T_s .

Поэтому в качестве когерентного демодулятора ЧМ сигналов можно использовать цифровой Фурье-процессор, реализующий один из алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ-процессор) [6]. Применение БПФ-процессора позволяет отчасти решить проблему сложности реализации многоканального когерентного демодулятора ортогональных ЧМ сигналов.

Выражение для вероятности ошибки при когерентной демодуляции ортогональных ЧМ сигналов в замкнутой форме получить не удается, поэтому приведем выражения для верхней и нижней границ [8]:

$$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} \right) \leq P_E \leq \frac{M-1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} \right), \quad (2.134)$$

$$\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0} \log_2 M} \right) \leq P_E \leq \frac{M-1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0} \log_2 M} \right). \quad (2.135)$$

Заметим, что при $M=2$ верхняя и нижняя границы совпадают и соответствуют точному результату.

На рис.2.33 приведены зависимости P_E от отношения E_s/N_0 для различных значений $M=2^m$, полученные путем численного интегрирования [9]; на рис.2.34 – аналогичные зависимости, показывающие степень приближения граничных оценок вероятности P_E к точным результатам. Из представ-

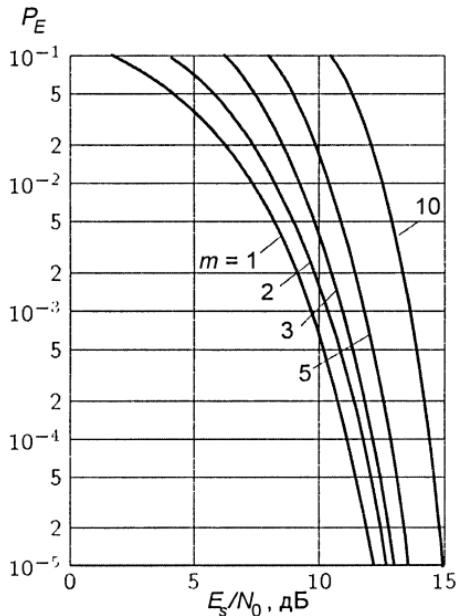


Рис. 2.33. Зависимость вероятности ошибки P_E от E_s/N_0 при когерентной демодуляции M -позиционных ЧМ сигналов

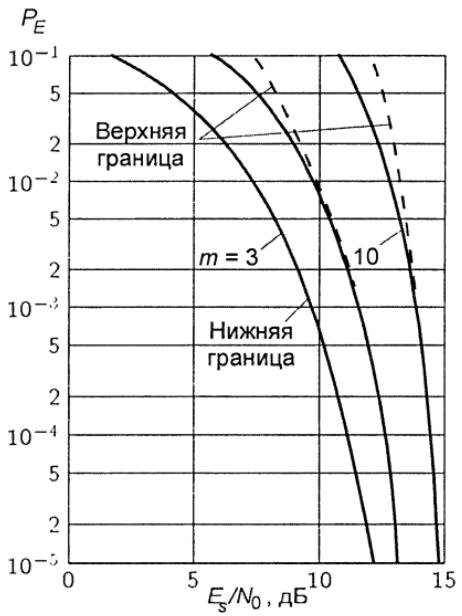


Рис. 2.34. Зависимость вероятности ошибки P_E от E_s/N_0 при когерентной демодуляции M -позиционных ЧМ сигналов.

ленных кривых следует, что с увеличением M наблюдается увеличение вероятности ошибки при одних и тех же энергетических затратах.

Для ансамбля ортогональных ЧМ сигналов может быть легко установлено соотношение между вероятностями P_E и P_b . Действительно, для ортогональных сигналов ошибочная демодуляция M -ичного символа с равной вероятностью приводит к его трансформации в любой из $(M-1)$ оставшихся символов.

Количество символов, содержащих ошибочный бит в любой из имеющихся позиций, равно $M/2$. Поэтому вероятность наличия ошибочного бита в $(M-1)$ ошибочных символах равна $(M/2)(M-1)$. В результате

$$P_b = \frac{M}{2(M-1)} P_E. \quad (2.136)$$

С учетом (2.138) получаем выражение для верхней границы вероятности ошибки на бит:

$$P_b \leq \frac{M}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0} \log_2 M} \right). \quad (2.137)$$

При некогерентной демодуляции ЧМ сигналов достигается упрощение аппаратурной реализации демодулятора. Однако в этом случае условие ортогональности должно выполняться при произвольных начальных фазах. Легко убедиться, что условие (2.131) выполняется, если частотный сдвиг между соседними сигналами равен

$$2f_d T_s = m, \quad m - \text{произвольное целое число.} \quad (2.138)$$

Сигналы, для которых условие ортогональности выполняется при произвольных фазовых сдвигах, называются также сигналами с ортогональными огибающими или сигналами, ортогональными в усиленном смысле. Минимальный частотный сдвиг для сигналов с ортогональными огибающими равен

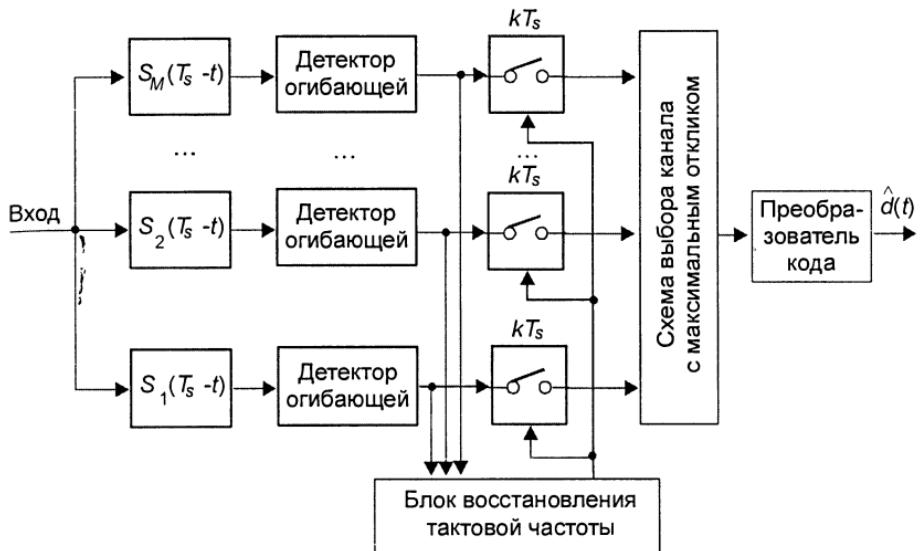


Рис. 2.35. Структурная схема некогерентного демодулятора M -позиционных эквидистантных сигналов

$$2f_d = 1/T_s. \quad (2.139)$$

Если сравнивать это значение с минимальным частотным сдвигом при когерентной демодуляции, то можно убедиться, что он оказывается в два раза больше.

Структурная схема оптимального (в смысле критерия максимального правдоподобия) некогерентного демодулятора ЧМ сигналов изображена на рис.2.35. Схема является многоканальной. Каждый канал содержит полосовой согласованный фильтр, настроенный на соответствующую частоту, и детектор огибающей. Отсчеты огибающих в оптимальные моменты времени сравниваются между собой, и решение выносится в пользу того канала, на выходе которого огибающая в моменты отсчета достигает максимального значения. Некогерентный демодулятор ЧМ сигналов может быть также построен на базе цифрового Фурье-процессора или процессора использующего двойное ЛЧМ-преобразование [6,7].

Для пояснения основной идеи двойного ЛЧМ-преобразования воспользуемся случаем 2ЧМ. На рис.2.36 представлена структурная схема некогерентного демодулятора 2ЧМ сигналов с двойным ЛЧМ-преобразованием, а на рис. 2.37 – временные диаграммы соответствующих сигналов. На рис.2.37,а изображены изменения частоты входного сигнала, происходящие в соответствии с символами передаваемого сообщения. Входной сигнал поступает на сигнальный вход перемножителя, а на опорный вход подается опорный сигнал с периодическим изменением частоты по линейному закону, синхронизированный по времени с символами передаваемого сообщения.

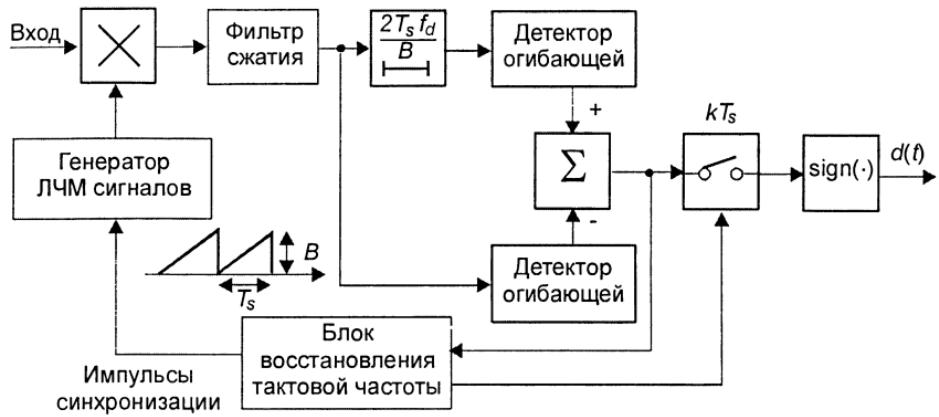


Рис. 2.36. Структурная схема демодулятора ЧМ сигналов с двойным ЛЧМ-преобразованием

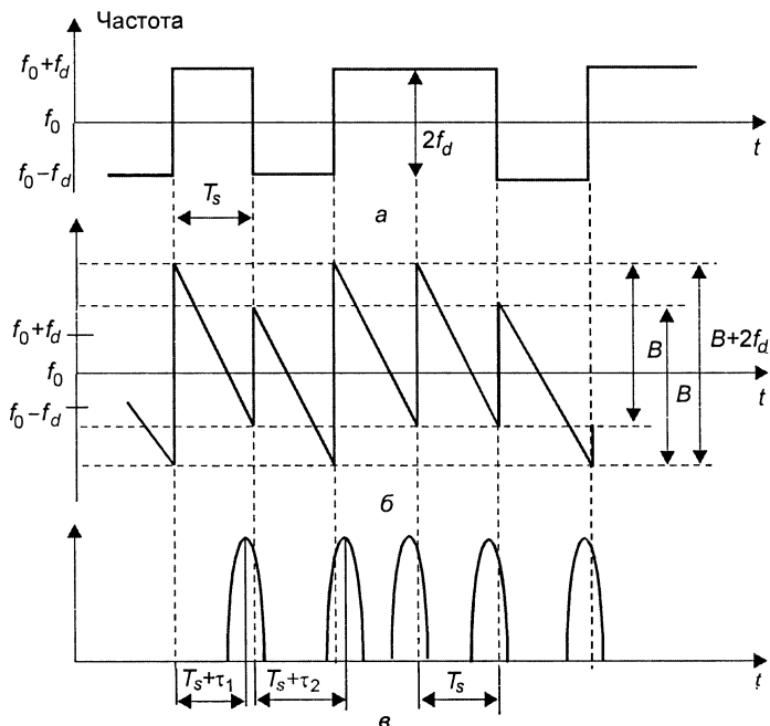


Рис. 2.37. Закон изменения частоты 2ЧМ сигнала (а);
закон изменения разностной частоты на выходе
перемножителя (б); огибающие сигналы на выходе
фильтра сжатия (в)

мого сообщения. Диапазон изменения частоты опорного сигнала на интервале времени T_s (диапазон качания) равен B . Выходной сигнал перемножителя (разностной частоты), как показано на рис.2.37, б, представляет собой ЛЧМ сигнал с диапазоном качания B на интервале времени T_s , центральная частота которого принимает два значения: (f_0+f_d) и (f_0-f_d) . Демодуляция символов передаваемого сообщения осуществляется с помощью второго ЛЧМ-преобразователя, реализуемого в форме фильтра сжатия. Этот фильтр представляет собой дисперсионную линию задержки. Характеристика группового времени запаздывания такой линии является линейной в пределах полосы частот $B, 2f_d$ и изображена на рис.2.38. Каждый из ЛЧМ сигналов оказывается согласованным с различными участками характеристики дисперсионной линии задержки. Обратимся к рис.2.38. Сигнал, например, с частотой (f_0+f_d) , согласуется в области характеристики линии задержки, расположенной между точками A и B , а сигнал с частотой (f_0-f_d) – в области, расположенной между точками C и D .

Выходной сигнал фильтра сжатия может быть получен вычислением свертки входного сигнала с импульсной характеристикой фильтра [8]. Огибающая выходного сигнала фильтра имеет вид функции $\sin x/x$, причем, сжатые импульсы, длительность которых, измеренная по первым нулям, равна $2\Delta T$, оказываются смещеными во времени на величину ΔT . Иначе говоря, импульсы, соответствующие различным символам передаваемого сообщения появляются в различные моменты времени $T_s+\tau_1$ и $T_s+\tau_2$, причем в указанные моменты присутствует лишь один импульс, определяемый значением символа передаваемого сообщения. На рис.2.37, в приведены огибающие основного лепестка сжатых импульсов, а также отмечено их временное положение. Решение относительно значения символа переданного сообщения выносятся в результате срав-

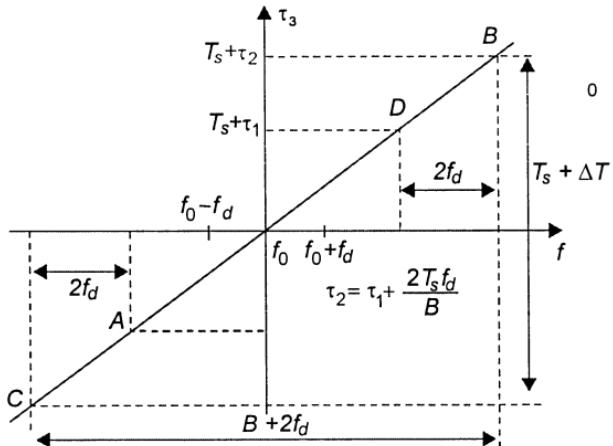


Рис. 2.38. Характеристика дисперсионной линии задержки

нения отсчетов огибающих в оптимальные моменты времени. Дополнительная линия задержки служит для приведения временного положения импульсов к одному и тому же моменту сравнения. Блок восстановления тактовой частоты необходим для формирования сигнала, определяющего моменты сравнения.

Описанный принцип можно распространить также на случай демодуляции M -позиционных ЧМ сигналов.

Вероятность ошибки при некогерентной демодуляции ЧМ сигналов определяется выражениями [8]:

$$P_E = \frac{1}{M} \exp\left(-\frac{E_s}{2N_0}\right) \sum_{i=2}^M C_M^i (-1)^i \exp\left[\frac{(2-i)E_s}{2iN_0}\right], \quad (2.140)$$

$$P_E = \frac{1}{M} \exp\left(-\frac{E_b \log_2 M}{2N_0}\right) \sum_{i=2}^M C_M^i (-1)^i \exp\left[\frac{(2-i)E_b \log_2 M}{2iN_0}\right], \quad (2.141)$$

где C_M^i – биномиальные коэффициенты.

Зависимости вероятности ошибки P_E от отношения E_s/N_0 , соответствующие выражению (2.140), приведены на рис.2.39. На рис.2.39 для сравнения приведены также кривые, соответствующие случаю когерентной модуляции ЧМ сигналов. Сравнив зависимости, можно заключить, что характеристики помехоустойчивости при некогерентной демодуляции оказываются несколько хуже, чем при когерентной. С увеличением M это различие становится менее заметным.

Вычисление спектральной плотности ЧМ сигналов представляет, вообще говоря, не простую задачу. Основная проблема

состоит в корректном описании математической модели, отражающей все особенности формирования ЧМ сигналов. В частности, в модели должны быть точно определены изменения мгновенной фазы модулированного сигнала. В связи с этим для определения спектральной эффективности многопозиционной частотной модуляции воспользуемся приближенными соотношениями. В частности, для когерентных и некогерентных

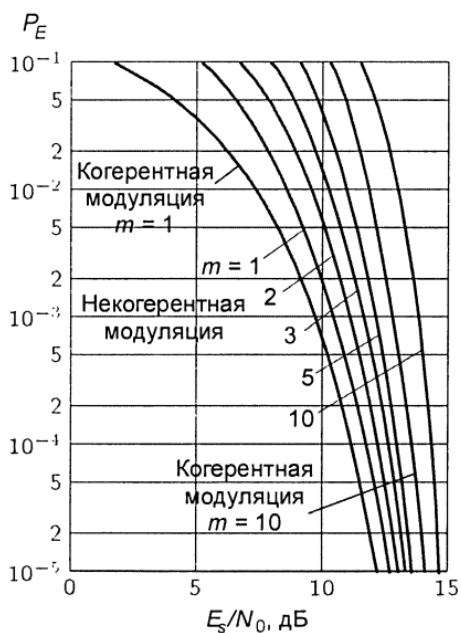


Рис.2.39. Зависимость вероятности ошибки P_E от E_s/N_0 при некогерентной демодуляции M -позиционных ЧМ сигналов.

Рис. 2.40. Зависимость вероятности ошибки P_E от E_b/N_0 при когерентной демодуляции M -позиционных ЧМ сигналов

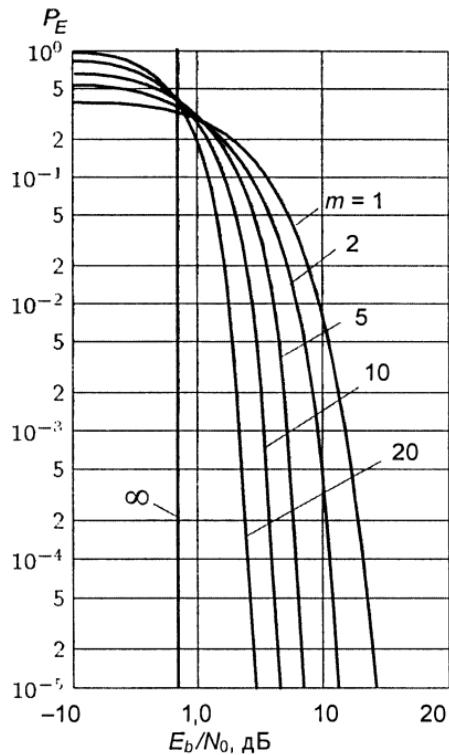
ортогональных ЧМ сигналов будем считать, что каждый сигнал занимает соответственно полосу $1/(2T_s)$ и $1/T_s$. Поэтому имеем для когерентных сигналов

$$\frac{R_b}{W} = \frac{\log_2 M/T_s}{M/(2T_s)} = \frac{2\log_2 M}{M}, \quad (2.142)$$

а для некогерентных сигналов

$$\frac{R_b}{W} = \frac{\log_2 M/T_s}{M/T_s} = \frac{\log_2 M}{M}. \quad (2.143)$$

Из (2.142), (2.143) следует, что при увеличении M спектральная эффективность частотной модуляции уменьшается. Учитывая поведение характеристик помехоустойчивости при увеличении M , приведенных на рис. 2.40, можно заключить, что свойства ЧМ сигналов противоположны свойствам АМ и ФМ сигналов. Действительно, при увеличении M для ЧМ сигналов требуемое значение E_b/N_0 для обеспечения заданной вероятности P_b уменьшается, но это уменьшение сопровождается снижением спектральной эффективности.



КВАДРАТУРНАЯ ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ СО СДВИГОМ (OQPSK)

Уменьшить изменения огибающей сигнала с квадратурной фазовой модуляцией, вызванные ограничением полосы, можно введением задержки модулирующего сигнала в квадратурном (Q) канале по отношению к синфазному (I) каналу на T_b . Этот вид модуляции получил название квадратурной фазовой манипуляции со сдвигом (СКФМ) или оффсетной квадратурной фазовой манипуляции (ОФКФМ), поскольку здесь квадратурные составляющие модулирующего сигнала смещены во времени на величину T_b . Благодаря этому исключаются изменения фазы на $\pm\pi$ и сохраняются изменения фазы на $\pm\pi/2$, причем, эти изменения происходят через каждые T_b секунды. Это условно показано на диаграмме фазовых переходов, изображенной на рис. 2.41. В результате для «фильтрованного» СКФМ сигнала отношение максимального уровня огибающей к минимальному оказывается равным примерно $\sqrt{2}$, а не бесконечности, как у КФМ сигнала.

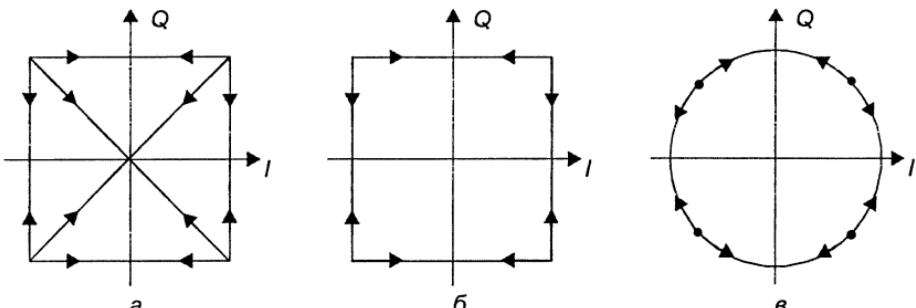


Рис. 2.41. Диаграммы фазовых переходов:

а – КФМ сигналы; б – СКФМ сигналы; в – МЧС сигналы

Передаваемый СКФМ сигнал может быть записан в следующем виде:

$$s(t) = I(t) \cos 2\pi f_0 t - Q(t) \sin 2\pi f_0 t, \quad (2.144)$$

где

$$I(t) = A \sum_k d_{2k-1} U_{2T_b} [t - (2k-1)T_b], \quad (2.145)$$

$$Q(t) = A \sum_k d_{2k} U_{2T_b} (t - 2kT_b), \quad (2.146)$$

d_k – случайные величины, принимающие значения $\{-1, +1\}$.

Согласно (2.146) последовательность символов передаваемого сообщения разделяется на две последовательности, содержащие нечетные d_{2k-1} и четные d_{2k} символы. Эти символы определяют полярность модулирующих сигналов в нечетные $(2k-1)T_b \leq t < (2k-1)T_b$ и четные $2kT_b \leq t < (2k+2)T_b$ временные интервалы. В данном случае форма модулирующих сигналов определяется идеальным прямоугольным импульсом длительности $2T_b$. Когерентный демодулятор СКФМ сигналов аналогичен демодулятору КФМ сигналов, изображенному на рис. 2.18, за исключением дополнительной линии задержки на T_b , введенной в квадратурный канал. Поэтому спектральные свойства и характеристики помехоустойчивости приема СКФМ и КФМ сигналов одинаковы.

ЧАСТОТНАЯ МОДУЛЯЦИЯ С МИНИМАЛЬНЫМ СДВИГОМ (MSK)

Этот вид модуляции можно трактовать как квадратурную фазовую модуляцию со сдвигом, в которой модулирующие импульсы вместо прямоугольной формы имеют синусоидальную, как показано на рис. 2.42. В этом случае квадратурные составляющие передаваемого сигнала могут быть представлены следующим образом:

$$I(t) = A \sum_k d_{2k-1} U_{2T_b} [t - (2k-1)T_b] \cos \left(\frac{\pi t}{2T_b} \right), \quad (2.147)$$

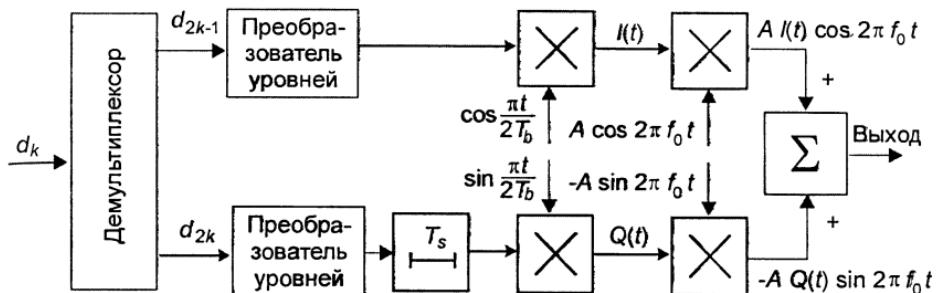


Рис. 2.42. Структурная схема модулятора МЧС сигналов

$$Q(t) = -A \sum_k d_{2k} U_{2T_b}(t - 2kT_b) \sin\left(\frac{\pi t}{2T_b}\right).$$

Такая форма модулирующих импульсов приводит к плавному изменению фазы, как показано на диаграмме фазовых переходов, изображенной на рис. 2.41, б. Здесь отсутствуют скачки фазы, характерные для КФМ и СКФМ сигналов, и изменения фазы от одного значения к другому происходят по линейному закону.

Эту разновидность сигнала с квадратурной модуляцией можно также рассматривать как частный случай сигнала с двоичной частотной манипуляцией, т.е. ЧМ сигнал. Действительно, определим величины \$f_1\$ и \$f_2\$ следующим образом:

$$f_1 = f_0 + \frac{1}{4T_b}, \quad f_2 = f_0 - \frac{1}{4T_b}. \quad (2.148)$$

Тогда, используя известные тригонометрические тождества, из (2.147) получим

$$\begin{aligned} s(t) &= \frac{A}{2} \sum_k d_{2k-1} U_{2T_b}[t - (2k-1)T_b] \{ \cos 2\pi f_2 t + \cos 2\pi f_1 t \} + \\ &+ \frac{A}{2} \sum_k d_{2k} U_{2T_b}(t - 2kT_b) \{ \cos 2\pi f_2 t - \cos 2\pi f_1 t \}. \end{aligned} \quad (2.149)$$

Таким образом, согласно (2.149) на интервале времени \$(2k-1)T_b \leq t < 2kT_b\$ в зависимости от комбинации пары символов \$d_{2k-1}\$ и \$d_{2k}\$ формируется сигнал на одной из двух частот — \$f_1\$ или \$f_2\$.

В табл. 2.3 представлена структура формируемого сигнала для каждой из возможных комбинаций символов. Из данных, приведен-

Таблица 2.3

\$d_{2k-1}\$	\$d_{2k}\$	Формируемый сигнал
1	1	\$A \cos 2\pi f_2 t\$
1	-1	\$A \cos 2\pi f_1 t\$
-1	1	\$-A \cos 2\pi f_1 t\$
-1	-1	\$-A \cos 2\pi f_2 t\$

ных в табл.2.4, следует, что при $d_{2k-1}=d_{2k}$ формируется сигнал с частотой f_2 , а при $d_{2k-1}\neq d_{2k}$ – сигнал с частотой f_1 , и его полярность зависит от полярности d_{2k-1} . Таким образом формируемый сигнал представляет собой сигнал с двоичной частотной манипуляцией, у которого девиация частоты $f_d=1/(4T_b)$ и соответствует минимальному значению, обеспечивающему выполнение условий ортогональности двух ЧМ сигналов. Поэтому этот вид квадратурной модуляции получил название модуляции с минимальным частотным сдвигом (МЧС).

На основании данных табл.2.3 МЧС сигнал можно представить в более компактной форме как

$$s(t) = A \sum_k U_{2T_b}(t - kT_b) \cos \left[2\pi f_0 t - (d_{k-1} d_k) \frac{\pi}{2T_b} + \psi_k \right], \quad (2.150)$$

где для нечетных k

$$\psi_k = \begin{cases} 0, & d_k = 1, \\ \pi, & d_k = -1, \end{cases} \quad (2.151)$$

а для четных k

$$\psi_k = \begin{cases} 0, & d_{k-1} = 1, \\ \pi, & d_{k-1} = -1. \end{cases} \quad (2.152)$$

Условия, которым удовлетворяют значения ψ_k , гарантируют сохранение непрерывности фазы в моменты времени $t=kT_b$. Действительно, в интервале времени $kT_b \leq t < (k+1)T_b$ изменение фазы определяется следующим выражением:

$$\theta_k(t) = -(d_k d_{k-1}) \frac{\pi t}{T_b} + \psi_k, \quad kT_b \leq t \leq (k+1)T_b. \quad (2.153)$$

Аналогичным образом для интервала времени $(k+1)T_b \leq t \leq (k+2)T_b$ имеем

$$\theta_{k-1}(t) = -(d_k d_{k-1}) \frac{\pi t}{T_b} + \psi_{k+1}, \quad (k-1)T_b \leq t < (k+2)T_b. \quad (2.154)$$

Вычислим значения этих фаз в моменты времени $t=(k+1)T_b$. Полагая k нечетным и используя условия (2.151), получаем значения для восьми возможных случаев. Эти значения приведены в табл.2.4.

В соответствии с данными, приведенными в табл.2.4, можно сделать два основных вывода. Фаза МЧС сигнала на границе смежных интервалов времени непрерывна и принимает только значения $\pm\pi/2$. Аналогичные выводы можно сделать, если рассмотреть изменения фазы при четном k . Однако в этом случае при $t=(k+1)T_b$ фаза может принимать значения 0 или π .

Таблица 2.4

d_{k-1}	d_k	d_{k+1}	ψ_k	ψ_{k+1}	$\theta_k[(k+1)T_b]$	$\theta_{k+1}[(k+1)T_b]$
+1	+1	+1	0	0	$-\pi/2$	$-\pi/2$
+1	+1	-1	0	π	$-\pi/2$	$-\pi/2$
+1	-1	+1	0	0	$+\pi/2$	$+\pi/2$
+1	-1	-1	0	π	$+\pi/2$	$+\pi/2$
-1	+1	+1	π	0	$+\pi/2$	$-\pi/2$
-1	+1	-1	π	π	$-\pi/2$	$-\pi/2$
-1	-1	+1	π	0	$+\pi/2$	$+\pi/2$
-1	-1	-1	π	π	$+\pi/2$	$+\pi/2$

Наконец, если ввести случайную величину $b_k = -(d_{k-1}d_k)$, которая может принимать значения $\{-1, 1\}$, то передаваемый сигнал можно представить в следующем виде:

$$s(t) = \sum_k s_k(t, b_k, \sigma_k), \quad (2.155)$$

где $s_k(t, b_k, \sigma_k) = A \cos \left[2\pi f_0 t + \frac{b_k \pi}{2 T_b} (t - k T_b) + \phi_k \right], \quad k T_b \leq t < (k+1) T_b,$

σ_k – переменная состояния модулятора, которая связана с фазой φ_k , принимающей значения $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$.

Формирование МЧС сигнала может быть осуществлено на основании его представлений в виде (2.155) или (2.147). В первом случае МЧС сигнал формируется путем управления частотой перестраиваемого по частоте генератора с номинальной частотой f_0 двухуровневым модулирующим сигналом с девиацией частоты $f_d=1/(4T_b)=R_b/4$. Непрерывность фазы обеспечивается свойствами перестраиваемого генератора. Во втором случае МЧС сигнал формируется с помощью квадратурной схемы, изображенной на рис. 2.42. Однозначное соответствие между символами передаваемого сообщения и частотой сигнала может быть обеспечено с помощью схемы относительного кодирования, реализующей алгоритм (2.110).

Демодуляция МЧС сигнала может быть осуществлена с помощью когерентного демодулятора, изображенного на рис. 2.43. Демодулятор содержит два квадратурных канала, состоящих из перемножителя, интегратора со сбросом и решающего устройства (знакового компаратора). Каждый канал, по существу, реализует оптимальный алгоритм приема двух противоположных сигналов синусоидальной формы. Время интегрирования в интеграторах равно $2T_b$. Характеристики помехоустойчивости при когерентной демодуляции МЧС сигналов и КФМ сигналов оказываются одинаковыми. Некоторые дополнительные энергетические потери могут

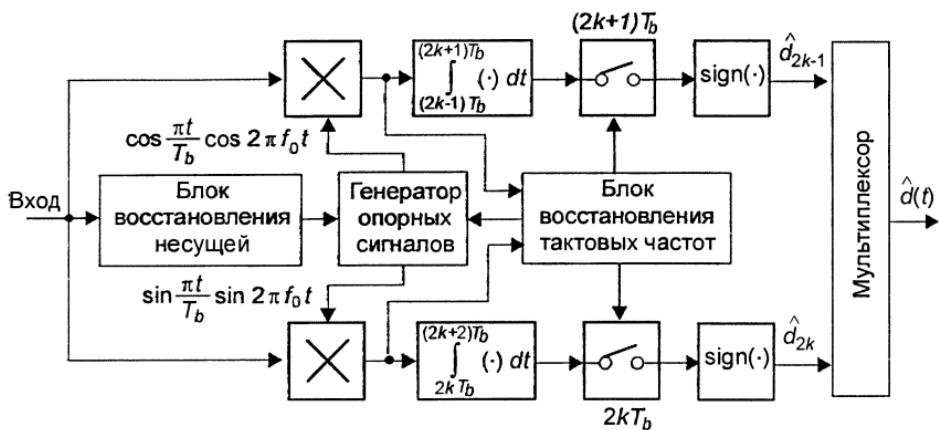


Рис. 2.43. Структурная схема когерентного демодулятора МЧС сигналов

возникать, если используется относительное кодирование символов передаваемого сообщения. Эти потери практически такие же, как и при когерентной демодуляции сигналов с относительной квадратурной фазовой манипуляцией. Если учесть свойство непрерывности фазы МЧС сигнала, то для увеличения помехоустойчивости приема можно воспользоваться алгоритмом максимального правдоподобия Витерби [13].

С другой стороны, если МЧС сигнал рассматривать как частный случай сигнала с двоичной частотной модуляцией, то можно использовать алгоритм когерентной демодуляции с посимвольными решениями через каждые T_b секунд. В этом случае энергетические потери по сравнению с оптимальным алгоритмом когерентной демодуляции будут равны 3 дБ.

Поскольку МЧС сигнал относится к классу ЧМ сигналов, то для его демодуляции могут быть использованы некогерентные алгоритмы. Наиболее простой из них реализуется в виде последовательно включенных амплитудного ограничителя, частотного дискриминатора и интегратора со сбросом. Другие основаны на оценке набега фазы (или некоторой функции от набега фазы) за определенный интервал времени и сравнении с порогом. Длительность интервала анализа набега фазы, как правило, не превышает $2T_b$. На рис. 2.44 приведена структурная схема некогерентного демодулятора МЧС сигнала с согласованными фильтрами (СФ), реализующего автокорреляционный алгоритм с задержкой на $2T_b$. В этой схеме сигнал с выхода сумматора пропорционален $\cos[\Delta\theta(2T_b)]$ и используется для восстановления символов передаваемого сообщения с помощью знакового компаратора.

Энергетические потери при демодуляции МЧС сигнала с помощью частотного дискриминатора составляют 3,6 дБ по отношению к когерентной демодуляции и 6,6 дБ по отношению к оптималь-

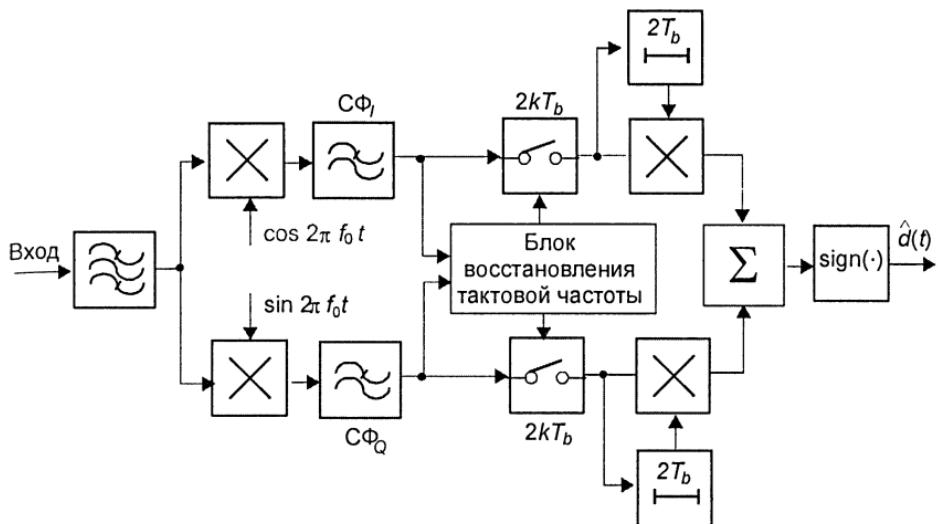


Рис. 2.44. Структурная схема некогерентного демодулятора МЧС сигналов

ной когерентной демодуляции. Энергетические потери при некогерентной демодуляции с автокорреляционным преобразованием оцениваются значением, характерным для аналогичного алгоритма демодуляции ОКФМ сигналов.

Повысить помехоустойчивость некогерентной демодуляции МЧС сигналов с автокорреляционным преобразованием можно за счет безызбыточного исправления ошибок при использовании автокорреляционных преобразователей: АП1, АП2 с задержкой на T_b и $2T_b$ соответственно [14].

Спектральная плотность МЧС сигнала определяется следующим выражением:

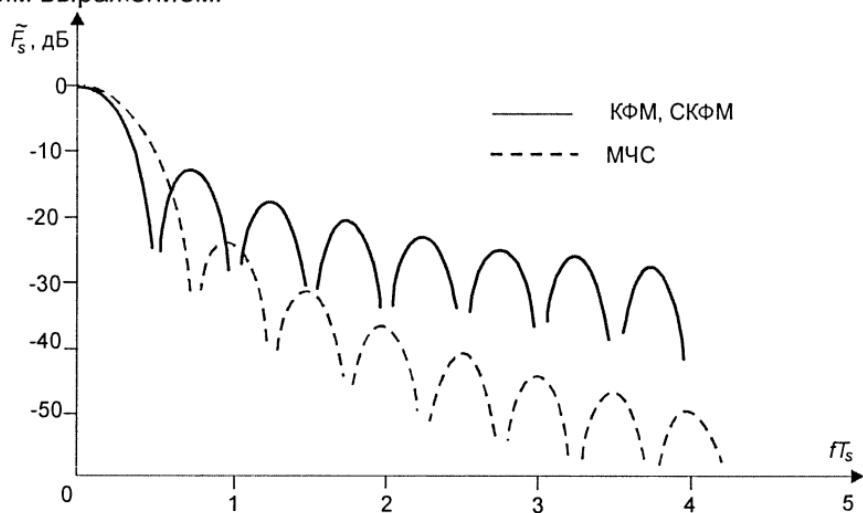


Рис. 2.45. Нормированные спектральные плотности КФМ, СКФМ и МЧС сигналов

$$\tilde{F}_s(f) = \frac{8T_s}{\pi^2} \frac{(1 + \cos 4\pi f T_s)}{(1 - 16f T_s^2)^2}. \quad (2.156)$$

Эта функция изображена на рис.2.45. Там же для сравнения приведены нормированные спектральные плотности КФМ и СКФМ сигналов. Нормировка произведена относительно максимума спектральной плотности КФМ сигнала. Из приведенных данных можно сделать следующие выводы. Ширина главного лепестка, определяемая по первым нулям спектральной плотности, для КФМ и СКФМ сигналов оказывается меньше, чем для МЧС сигнала. Соответственно она составляет $fT_s=0,5$ и $fT_s=0,75$. Однако скорость уменьшения уровня боковых лепестков спектральной плотности у МЧС сигнала существенно выше. Поэтому уровень искажений, возникающих из-за ограничения полосы частот, у МЧС сигнала гораздо ниже, чем у КФМ и СКФМ сигналов. Тем не менее окончательно судить о преимуществах одного вида модуляции перед другим можно лишь с учетом реальных характеристик канала связи и воздействия помех по соседним каналам приема.

В заключение можно лишь отметить, что при заданных скорости передачи сообщений R_b и характеристиках помехоустойчивости МЧС сигнал требует меньшей ширины полосы частот по сравнению с двоичным ФМ сигналом и меньшей мощности по сравнению с другими двоичными ЧМ сигналами.

ЧАСТОТНАЯ МОДУЛЯЦИЯ С МИНИМАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ СДВИГОМ И ГАУССОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИЕЙ (GMSK)

Рассмотренный МЧС сигнал обладает следующими свойствами:

- имеет постоянную огибающую и позволяет использовать нелинейный режим усиления;
- допускает использование алгоритмов когерентной и некогерентной демодуляции;
- имеет ширину основного лепестка спектральной плотности, на 50 % превышающую ширину основного лепестка КФМ и СКФМ сигналов.

Для того чтобы сохранить первое и второе свойства МЧС сигнала и одновременно увеличить его спектральную эффективность путем уменьшения уровня боковых лепестков и ограничения ширины главного лепестка спектральной плотности, было предложено ввести предмодуляционную фильтрацию модулирующего сигнала с помощью фильтра низких частот с гауссовской амплитудно-частотной характеристикой. Формируемый в результате введения такой операции сигнал получил название сигнала с минимальным частотным сдвигом и гауссовской фильтрацией (т.е. ГМЧС сигнал). Принцип формирования ГМЧС сигнала поясняется на рис.2.46, а и б.



Рис. 2.46. Модулятор ГМЧС сигналов с перестраиваемым по частоте генератором:
а – структурная схема; б – характеристика управления генератора

Гауссовский фильтр нижних частот, включенный на входе перестраиваемого по частоте генератора, имеет амплитудно-частотную характеристику

$$F(f) \exp\left[-\left(\frac{f}{B_{0.5}}\right)^2 \frac{\ln 2}{2}\right] \quad (2.157)$$

и импульсную характеристику

$$h(t) = B_{0.5} \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} \exp\left(-\frac{2\pi^2 B_{0.5}^2}{\ln 2} t^2\right), \quad (2.158)$$

где $B_{0.5}$ – полоса пропускания фильтра по уровню 3 дБ.

Если на вход такого фильтра поступает сигнал в виде двоичной последовательности импульсов прямоугольной формы

$$d(t) = \sum_k d_k U_{T_b} (t - kT_b), \quad (2.159)$$

где $d_k = \pm 1$, T_b – длительность временного интервала, отводимого на передачу одного бита, то на его выходе формируется сигнал вида

$$b(t) = \sum_k d_k V(t - kT_b), \quad (2.160)$$

где

$$\begin{aligned} V(t) &= U_{T_b}(t) * h(t) = \int_t^{t+T_b} h(\tau) d\tau = \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \operatorname{erf} \left[-\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B T_b \right] + \operatorname{erf} \left[\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B (t + T_b) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (2.161)$$

Чем меньше значение произведения $B_{0.5} T_b$, тем более компактным получается спектр ГМЧС сигнала и тем больше уровень межсимвольной интерференции. Поэтому выбор значения $B_{0.5} T_b$ определяется из компромисса между спектральной эффективностью и энергетическими потерями.

Сигнал на выходе перестраиваемого по частоте генератора описывается следующим выражением:

$$s(t) = A \cos [2\pi f_0 t + \theta(t)], \quad (2.162)$$

где $\theta(t) = K_{nr} \int_{-\infty}^t b(\tau) d\tau = K_{nr} \int_{-\infty}^t \sum_k d_k V(\tau - kT_b) d\tau$,

K_{nr} – крутизна характеристики управления перестраиваемого по частоте генератора.

В общем случае для сигналов с частотной модуляцией и гауссовской предмодуляционной фильтрацией (ГМЧМ сигналов) индекс модуляции m в зависимости от назначения системы может выбираться в широких пределах, например $0,1 \leq m \leq 1$. Для ГМЧС сигнала индекс модуляции должен быть равен 0,5. Поэтому при формировании ГМЧС сигнала K_{nr} должен выбираться из условия

$$K_{nr} = \int_{-\infty}^{\infty} V(t) dt = \pi / 2, \quad (2.163)$$

где $V(t)$ – реакция гауссовского фильтра при воздействии одного импульса прямоугольной формы, определяемая выражением (2.161).

Схема формирования ГМЧС сигналов с помощью перестраиваемого по частоте генератора в идейном плане является достаточно простой. Однако получаемые с ее помощью сигналы оказываются практически не пригодными для когерентной демодуляции, для которой необходимо, чтобы индекс модуляции m был строго равен 0,5. На практике из-за воздействия различных дестабилизирующих факторов и изменения температуры поддержание индекса модуляции на одном уровне является труднорешаемой проблемой. Поэтому чаще всего используется квадратурная схема формирования ГМЧС сигналов, изображенная на рис. 2.47. Эта схема может быть реализована в цифровом виде, поэтому проблема стабилизации индекса модуляции решается сравнительно простыми средствами.

Квадратурная схема формирования ГМЧС сигналов основана на его квадратурном представлении:

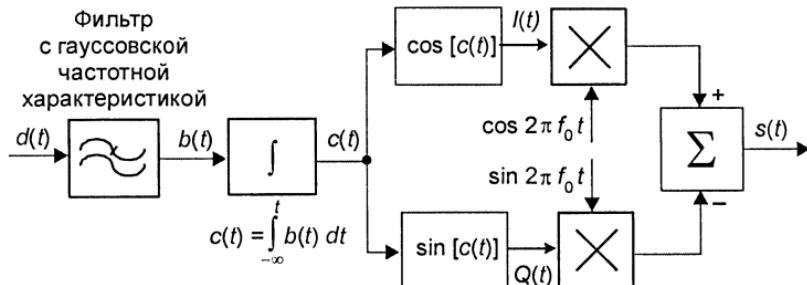


Рис. 2.47. Структурная схема квадратурного модулятора ГМЧС сигналов

$$s(t) = A \cos [2\pi f_0 t + \theta(t)] = A[\cos 2\pi f_0 t \cos \theta(t) - \sin 2\pi f_0 t \sin \theta(t)] = \\ = A \left\{ \cos 2\pi f_0 t \cos \left[K_{nr} \int_{-\infty}^t b(\tau) d\tau \right] - \sin 2\pi f_0 t \sin \left[K_{nr} \int_{-\infty}^t b(\tau) d\tau \right] \right\}. \quad (2.164)$$

Для демодуляции ГМЧС сигнала могут быть использованы те же самые алгоритмы, что и для демодуляции МЧС сигнала: когерентные и некогерентные. При когерентной демодуляции может быть использована квадратурная схема, изображенная на рис.2.43, где интеграторы со сбросом заменяются квазисогласованными фильтрами низких частот, а генератор опорных сигналов формирует квадратурные составляющие на частоте несущей $\cos 2\pi f_0 t$ и $\sin 2\pi f_0 t$.

В результате перемножения принимаемого ГМЧС сигнала

$$x(t) = A[\cos \theta(t) \cos 2\pi f_0 t - \sin \theta(t) \sin 2\pi f_0 t] \quad (2.165)$$

с опорными и последующей низкочастотной фильтрацией выделяются квадратурные составляющие

$$\hat{I}(t) = \frac{A}{2} \cos \theta(t), \quad \hat{Q}(t) = \frac{A}{2} \sin \theta(t). \quad (2.166)$$

В моменты отсчета формируются сигналы

$$\frac{A}{2} \cos \theta(2kT_s) = \pm \frac{A}{2} \pm \delta, \quad k = 1, 2, \dots, \quad (2.167)$$

$$\frac{A}{2} \sin \theta[(2k-1)T_s] = \pm \frac{A}{2} \pm \delta, \quad k = 1, 2, \dots,$$

δ – составляющие межсимвольной интерференции.

В знаковых компараторах решения выносятся в соответствии со следующими правилами:

$$\hat{d}_{2k} = \begin{cases} 1, & \frac{A}{2} \cos \theta(2kT_s) \geq 0, \\ 0, & \frac{A}{2} \cos \theta(2kT_s) < 0; \end{cases} \quad (2.168)$$

$$\hat{d}_{2k} = \begin{cases} 1, & \frac{A}{2} \sin \theta[(2k-1)T_s] \geq 0, \\ 0, & \frac{A}{2} \sin \theta[(2k-1)T_s] < 0. \end{cases} \quad (2.169)$$

Поскольку в квадратурных составляющих $\hat{Q}(t)$ и $\hat{I}(t)$ демодулируемого сигнала уровень межсимвольной интерференции оказывается заметно ослабленным по сравнению с ее уровнем в модулирующем сигнале после предмодуляционной фильтрации, то алгоритмы когерентной демодуляции обеспечивают лучшие характеристики помехоустойчивости по сравнению с некогерентными.

При демодуляции ГМЧС сигнала с помощью частотного дискриминатора выделяется сигнал, пропорциональный производной фазы

$$\theta'(t) = \hat{b}(t) = K \sum_k d_k V(t - kT_b). \quad (2.170)$$

Отсчеты обычно осуществляются в моменты времени, соответствующие максимальному раскрыву глазковой диаграммы. Обычно они выбираются в середине интервала времени T_b . Поэтому

$$\hat{b}(t) = \hat{b}(t - T_b/2) = K \left[d_0 V(T_b/2) + \sum_{k, k \neq 0} d_k (kT_b + T_b/2) \right]. \quad (2.171)$$

Из (2.171) следует, что демодулированный сигнал в момент отсчета содержит полезную составляющую и составляющие межсимвольной интерференции, причем соотношение их уровней не зависит от точности установки индекса модуляции. Это является одним из основных преимуществ алгоритма некогерентной демодуляции с помощью частотного дискриминатора.

ОТНОСИТЕЛЬНАЯ КВАДРАТУРНАЯ ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ С ФАЗОВЫМ СДВИГОМ $\pi/4$ ($\pi/4$ -DQPSK)

Этот вид фазовой модуляции принят в качестве национального стандарта для цифровых сотовых систем радиосвязи с временным многостанционным доступом (TDMA) в США и Японии. Он занимает как бы промежуточное положение между квадратурной фазовой модуляцией и квадратурной фазовой модуляцией со сдвигом и для него изменения фазы происходят на $\pm k\pi/4$, $k=1, 2, 3$.

Структурная схема модулятора $\pi/4$ -КФМ сигналов изображена на рис. 2.48, а диаграмма фазовых переходов – на рис. 2.49. Здесь последовательность символов передаваемого сообщения разделяется с помощью демультиплексора на две последовательности a_k и b_k , которые преобразуются в кодере в модулирующие сигналы в соответствии со следующим алгоритмом:

$$I_k = I_{k-1} \cos \theta_k - \theta_{k-1} \sin \theta_k, \quad (2.172)$$

$$Q_k = I_{k-1} \sin \theta_k + \theta_{k-1} \cos \theta_k,$$

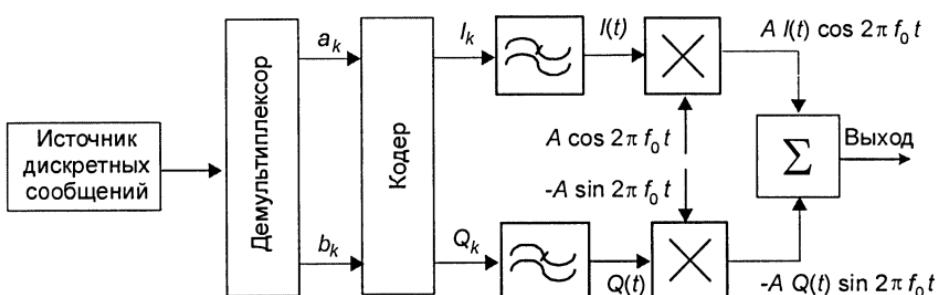


Рис. 2.48. Структурная схема модулятора $\pi/4$ -КФМ сигналов и $\pi/4$ -ОКФМ сигналов

Рис. 2.49. Диаграмма фазовых переходов $\pi/4$ -ОКФМ сигнала без фильтрации. Знаком \oplus показаны точки созвездия, соответствующие четным символам сообщения, \otimes – нечетным.

где I_k и Q_k – текущие уровни модулирующих сигналов в синфазном и квадратурном каналах в интервале времени $kT_s \leq t < (k+1)T_s$, θ_k – текущее значение фазы, определяемые информационными символами a_k и b_k в соответствии с табл. 2.5. I_k и Q_k согласно (2.172) могут принимать значения $0, \pm 1, \pm 1/\sqrt{2}$.

Предположим, что фильтры нижних частот отсутствуют, фаза несущей в интервале времени $0 \leq t \leq T_s$ равна нулю, т.е. $I_0 = 1$, $Q_0 = 0$. Пусть в момент времени $t = T_s$ символы сообщения принимают значения $a_1 = 1$, $b_1 = 1$; тогда $\theta_1 = \pi/4$. В соответствии с (2.172) имеем $I_1 = 1/\sqrt{2}$, $Q_1 = 1/\sqrt{2}$, и фаза несущей скачком изменяется на $\pi/4$.

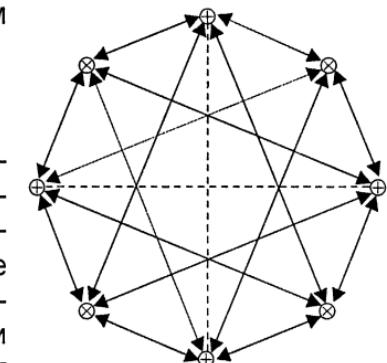


Таблица 2.5

a_k	b_k	θ_k
1	1	$-3\pi/4$
0	1	$3\pi/4$
0	0	$\pi/4$
1	0	$-\pi/4$

Согласно диаграмме фазовых переходов между двумя смежными элементами $\pi/4$ -ОКФМ сигнала всегда происходят изменения фазы, причем эти изменения могут быть только на $k\pi/4$, $k = \pm 1, \pm 3$.

Одним из достоинств $\pi/4$ -ОКФМ сигнала является возможность достаточно простой реализации алгоритмов некогерентной

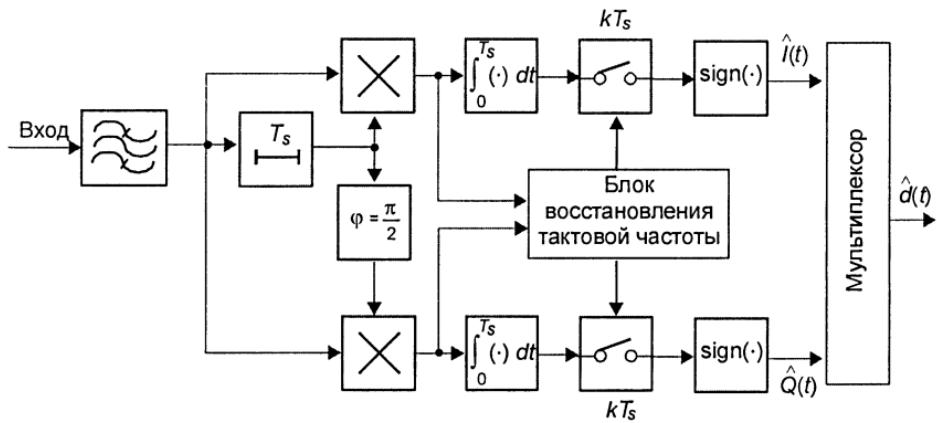


Рис. 2.50. Структурная схема автокорреляционного демодулятора $\pi/4$ -ОКФМ сигналов

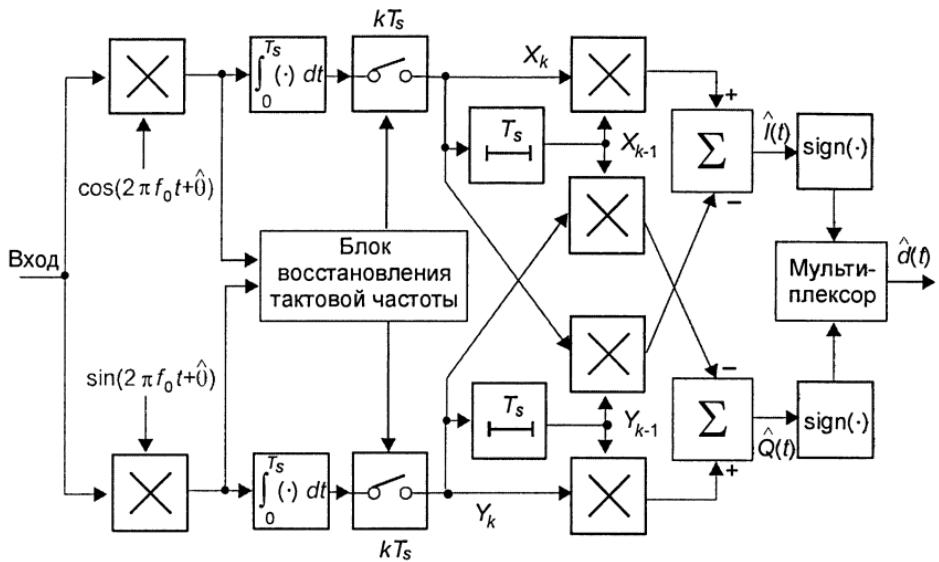


Рис. 2.51. Структурная схема некогерентного демодулятора
π/4-ОКФМ сигналов

демодуляции с автокорреляционным преобразованием, не требующих предварительного восстановления несущей. Это особенно важно для каналов связи с допплеровским сдвигом частоты и быстрыми релеевскими замираниями.

Алгоритмы некогерентной демодуляции с автокорреляционным преобразованием сигналов со смещенной относительной квадратурной манипуляцией реализуются сложнее.

Структурные схемы демодуляторов, реализующих алгоритмы некогерентной демодуляции π/4-ОКФМ сигналов изображены на рис. 2.50, 2.51. Первая является чисто автокорреляционной, вторая – квадратурной с автокорреляционным преобразованием. Характеристики помехоустойчивости некогерентной демодуляции с автокорреляционным преобразованием π/4-ОКФМ сигналов и ОКФМ сигналов в каналах с АБГШ одинаковы.

НЕПРЕРЫВНАЯ ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ (CPSK)

Сигнал с непрерывной фазовой модуляцией (НФМ сигнал) может быть представлен следующим образом:

$$s(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t, d_k, \sigma_k), \quad 0 \leq t < KT_s, \quad (2.173)$$

где

$$s_k(t, d_k, \sigma_k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_0}} \cos[2\pi f_0 t + \theta(t, d_k, \sigma_k)], \quad KT_s \leq t \leq (k+1)T_s, \quad (2.174)$$

$$\theta(t, d_k, \sigma_k) = 2\pi m \sum_{i=0}^k d_i q(t - iT_s) + \theta_0, \quad kT_s \leq t \leq (k+1)T_s \quad (2.175)$$

– фазовая функция, определяющая изменения фазы во времени,
 $q(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau$, $g(t)$ – частотный импульс, удовлетворяющий условиям

$$g(t) = 0, \quad t < 0, \quad t > LT_s, \quad \int_0^{\infty} g(t) dt = \int_0^{LT_s} g(t) dt = \frac{1}{2}, \quad (2.176)$$

L – глубина межсимвольной связи, σ_k – переменная состояния модулятора, θ_0 – начальная фаза.

Таким образом, НФМ сигнал представляет собой сигнал с постоянной огибающей и может рассматриваться как обобщение МЧС сигнала. Действительно, в (2.175) d_i могут принимать значения из множества $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)\}$, т.е. последовательность символов передаваемого сообщения может быть многоуровневой. Кроме того, можно изменять форму частотных импульсов и их длительность. Все это позволяет получать сигналы с различными значениями показателей спектральной и энергетической эффективности.

Классификацию НФМ сигналов обычно осуществляют по двум признакам: количеству битов информации, приходящихся на передаваемый символ, и длительности частотного импульса $g(t)$. Если длительность частотного импульса равна длительности символа сообщения, то НФМ сигнал носит название НФМ сигнала полного отклика. Если длительность частотного импульса не меньше двух длительностей символа сообщения, то НФМ сигнал носит название НФМ сигнала усеченного (парциального) отклика. На рис. 2.52 приведены примеры функций, описывающих форму импульсов частотного отклика.

Самым простым НФМ сигналом полного отклика является НФМ сигнал с частотным импульсом прямоугольной формы, так называемый НФМ сигнал 1REC [15]. Этот тип сигналов относится к классу частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой, поскольку для него характерны постоянство частоты в пределах длительности символа и непрерывность фазы. НФМ сигналы этого типа отличаются значениями индекса модуляции и количеством уровней M модулирующих импульсов.

Для НФМ сигналов усеченного отклика появляется еще один параметр L – длительность частотного импульса, или глубина межсимвольной связи. Поэтому этот тип сигналов характеризуется еще большим разнообразием форм. На рис. 2.52 приведены примеры частотных импульсов при $L=2$ типа 2REC, 2RC.

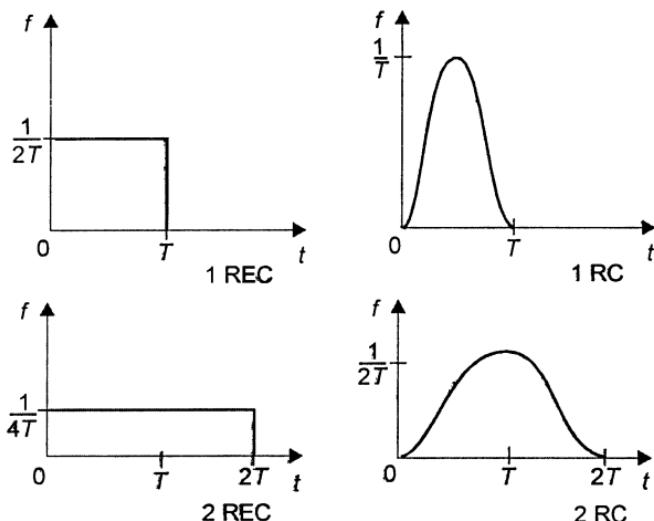


Рис. 2.52. Частотные импульсы для сигналов с непрерывной фазой типа полного и усеченного отклика

Вообще говоря, ширина главного лепестка спектральной плотности уменьшается с увеличением глубины межсимвольной связи L , а скорость уровня боковых лепестков увеличивается при выборе функции, описывающей форму частотного импульса, как много-кратно дифференцируемой функции.

Что касается квадрата евклидова расстояния d^2 , определяющего помехоустойчивость, то для длинных импульсов $g(t)$ оно увеличивается при увеличении индекса модуляции m . Для коротких импульсов $g(t)$ оно увеличивается при уменьшении индекса модуляции. Таким образом, изменения параметры НФМ сигналов усеченного отклика, можно получать большое разнообразие форм с различными показателями спектральной, энергетической эффективности и сложности реализации аппаратуры формирования и обработки.

2.4. СРАВНЕНИЕ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ МОДУЛЯЦИИ

Обычно при выборе вида манипуляции в радиолинии передачи дискретных сообщений преследуются следующие цели:

- максимизировать скорость передачи информации;
- минимизировать вероятность ошибки на бит;
- минимизировать удельные энергетические затраты;
- минимизировать необходимую полосу частот;
- минимизировать сложность аппаратуры формирования-обработки сигналов, производительность вычислительных средств.

При удачном выборе вида модуляции в определенной степени удается реализовать многие из указанных целей одновременно. Однако, как правило, в полной мере сделать это невозможно в силу их взаимной противоречивости и наличия ограничивающих факторов, среди которых следует указать:

- теоретически минимально возможную информационную полосу, определяемую формулой Найквиста;
- пропускную способность канала связи, определяемую теоремами Шеннона;
- выделенный радиочастотный диапазон;
- технологические и аппаратурные ограничения.

ДИАГРАММЫ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ И СПЕКТРАЛЬНО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ

Рассмотрим некоторые подходы к решению задачи выбора вида манипуляции, результатом которых может быть установление компромиссного варианта. Воспользуемся диаграммами, изображенными на рис. 2.53. Верхняя диаграмма представляет собой семейство кривых помехоустойчивости, т. е. зависимостей вероятности ошибки на бит от отношения энергии, затрачиваемой на передачу бита информации, к спектральной плотности шума E_b/N_0 , правая – диаграмму спектрально-энергетической эффективности, т. е. семейство зависимостей удельной скорости передачи информации R_b/W от E_b/N_0 . Направления стрелок и соответствующие метки указывают общий эффект от перемещения рабочей точки по направлению, указанному стрелкой, при соответствующем выборе вида модуляции. Буквами G , C , F соответственно обозначены следующие эффекты: выигрыш, плата, сохранение параметра неизменным. Взаимному размену подлежат параметры P_b , R_b/W , P (мощность или отношение сигнал/шум). На диаграммах указано минимальное значение удельных энергетических затрат, равное –1,6 дБ и определяемое из формулы Шеннона для пропускной способности канала связи с ограниченной полосой W , средней мощностью P и помехой в виде аддитивного белого гауссовского шума.

На диаграмме спектрально-энергетической эффективности построена предельная кривая, определяемая выражением

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{2^{R_b/W} - 1}{R_b/W}. \quad (2.177)$$

Это выражение следует из формулы Шеннона при подстановке $C=R_b$. Тогда для «идеального» вида модуляции рост энергетических затрат при увеличении спектральной эффективности происходит по экспоненциальному закону. Минимально возможное значение удельных энергетических затрат определяется путем вычисления предела

$$\left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{\min} = \lim_{R_b/W \rightarrow 0} \frac{2^{R_b/W} - 1}{R_b/W} = \ln 2 (-1,6 \text{ дБ}). \quad (2.178)$$

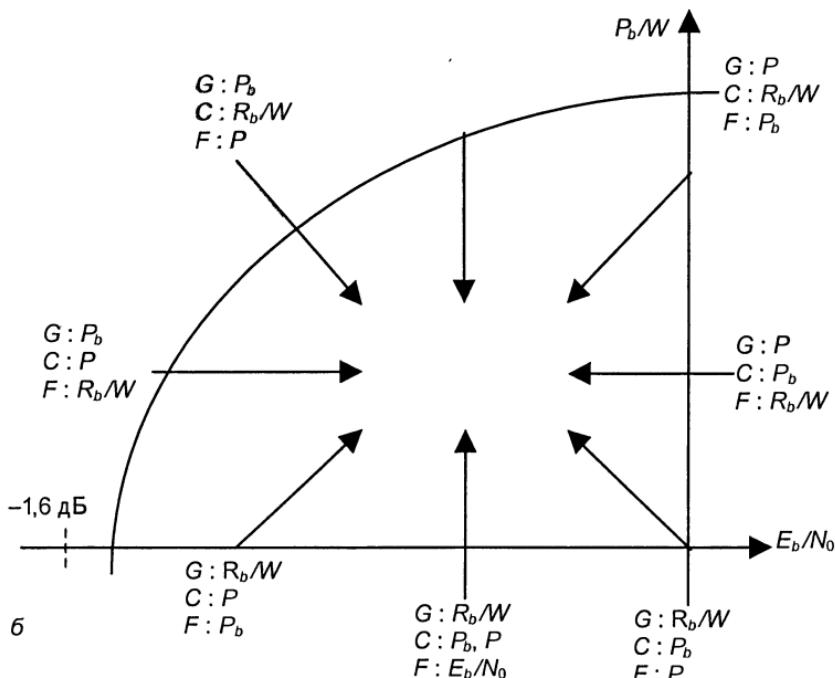
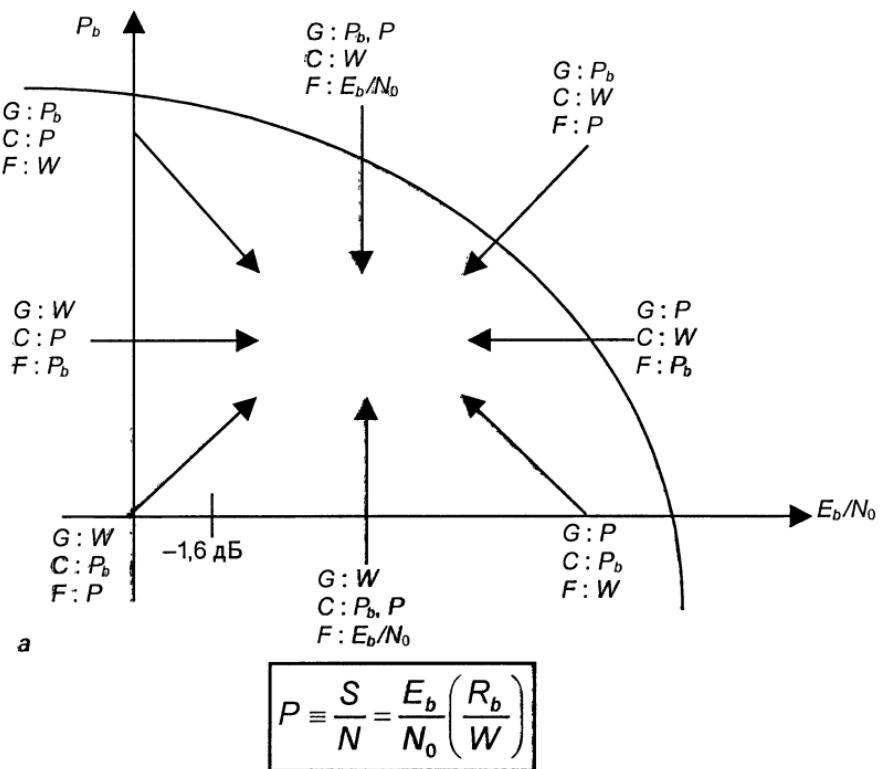


Рис. 2.53. Диаграммы помехоустойчивости (а) и спектрально-энергетической эффективности (б) для различных видов модуляции

Двигаясь к пределу Шеннона на диаграмме рис.2.53,а, можно обеспечить снижение вероятности ошибки P_b или удельных энергетических затрат за счет расширения полосы. Напротив, двигаясь к пределу Шеннона на диаграмме рис.2.53,б, можно повысить спектральную эффективность за счет увеличения удельных энергетических затрат или вероятности ошибки P_b . Поскольку обычно бывает заданным значение P_b , то представляют интерес стрелки, отмеченные как $(F: P_b)$. На рис.2.53 имеются четыре такие стрелки: две на диаграмме а и две на диаграмме б. Эти две диаграммы, иллюстрирующие возможность взаимного размена различных показателей вида модуляции лишь качественно иллюстрируют основные закономерности, проявляющиеся при подобном размене. Для получения более точных данных необходим детальный анализ.

Воспользуемся диаграммой спектрально-энергетической эффективности для сравнения различных видов модуляции. Результаты подобного сравнения приведены на рис.2.54. Здесь предполагается заданным значение $P_b = 10^{-5}$. Из приведенных данных следует, что АМ, ФМ и ОФМ являются спектрально-эффективными видами модуляции, поскольку соответствующие точки располагаются выше разграничительной линии $R_b/W=1$. Часть диаграммы, расположенная выше этой линии, соответствует ситуации, когда имеет место ограничение на имеющуюся полосу частот. Поэтому увеличение спектральной эффективности может быть достигнуто за счет увеличения числа позиций модуляции M . При заданной P_b , расплачиваться за это приходится увеличением удельных энerge-

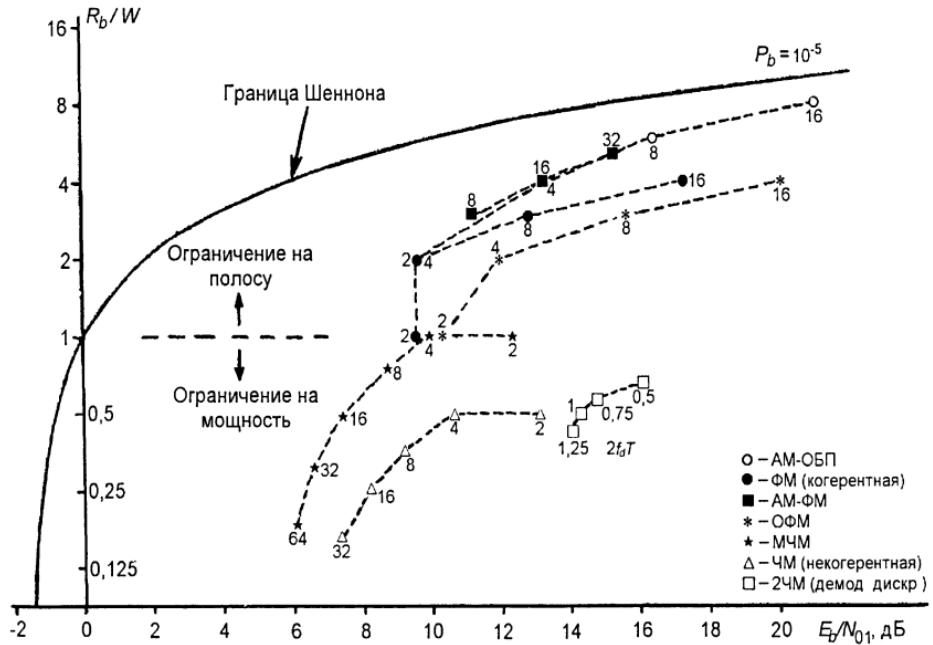


Рис. 2.54. Сравнение различных видов модуляции

тических затрат. С другой стороны, при ЧМ неэффективно используется имеющаяся полоса, поскольку соответствующие ей точки располагаются ниже разграничительной линии $R_b/W=1$. Для этого вида модуляции характерны повышенные значения показателя энергетической эффективности.

Следует отметить различный характер размена показателей спектральной и энергетической эффективности в областях, лежащих выше и ниже разграничительной линии. В соответствии с формой предельной кривой Шеннона в области, лежащей выше разграничительной линии, этот размен носит плавный характер. Поэтому за увеличение спектральной эффективности приходится расплачиваться существенным снижением энергетической эффективности. Напротив, в области, лежащей ниже разграничительной линии, небольшие потери энергетической эффективности приводят к заметному увеличению спектральной эффективности.

Из приведенных данных следует, что АМ/ОБП является асимптотически оптимальным видом модуляции для области диаграммы, характеризующейся ограничением на частотный ресурс системы. Ортогональная модуляция в сочетании с когерентной демодуляцией является асимптотически оптимальным видом модуляции для области диаграммы, характеризующейся ограничением на энергетический ресурс системы. При $R_b/W \rightarrow 0$ она позволяет обеспечить безошибочную передачу сообщений со скоростью $E_b/N_0 \rightarrow -1,6$ дБ.

В заключение сделаем ряд замечаний практического характера, которые подтверждаются данными, приведенными на диаграмме спектрально-энергетической эффективности. Если дискретные сообщения необходимо передавать в полосе частот, ограниченной полосой стандартного телефонного канала, то при использовании ЧМ скорость передачи не будет превышать 1200 бит/с. При более высоких скоростях, например 9600 бит/с целесообразно использовать многопозиционные АМ, ФМ или АМ-ФМ в сочетании с когерентной демодуляцией. Примечательна точка, характеризующая 8-позиционную АМ-ФМ. Этот вид модуляции имеет заметные преимущества перед 8-позиционной ФМ. Что касается 8-позиционной ФМ и многопозиционной АМ/ОБП, то они обладают примерно одинаковыми характеристиками размена показателей спектральной и энергетической эффективности. Однако более эффективное использование полосы в случае АМ/ОБП достигается за счет увеличения удельных энергетических затрат. АМ/ОБП при $M=2$ и ФМ при $M=4$ имеют одинаковые и достаточно высокие показатели (поскольку сигналы имеют одинаковую форму). Этим объясняется тот факт, что ФМ-4 сигналы получили наибольшее распространение в спутниковых радиолиниях. Благодаря высокой спектральной эффективности сигналы с многопозиционной КАМ широко используются в цифровых радиорелейных линиях связи с большой пропускной способностью.

Список литературы к главе 2

1. Журавлев В.И. Методы модуляции – демодуляции радиосигналов при передаче цифровых сообщений: Учеб. пособие. – М.: МТУСИ, 2000. – 110 с.
2. Аджемов А.С., Назаров М.В., Парамонов Ю.В., Санников В.Г. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации: Учеб. пособие. – М.: МТУСИ, 1997. – 63 с.
3. Ахмед Н., Рао К.Р. Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов: Пер. с англ. / Под ред. И.Б. Фоменко – М.: Связь, 1980. – 248 с.
4. Банкет В.Л., Дорофеев В.М. Цифровые методы в спутниковой связи. – М.: Радио и связь, 1988. – 240 с.
5. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов: Пер. с англ. / Под ред. И.И. Грушко – М.: Мир, 1989. – 653 с.
6. Витерби А.Д. Принципы когерентной связи: Пер. с англ. / Под ред. Б.Р. Левина – М.: Сов. радио, 1970. – 332 с.
7. Возенкрафт Д., Джекобс И. Теоретические основы техники связи: Пер. с англ. / Под ред. Р.Л. Добрушина – М.: Мир, 1969.
8. Петрович Н.Т. Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией. – М.: Сов. Радио, 1965. – 263 с.
9. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений. – М.: Радио и связь, 1981. – 232 с.
10. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы: Пер. с англ. / Под ред. В.С. Кельзона – М.: Сов. радио, 1971. – 267 с.
11. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. В 3-х кн. – М.: Сов. радио, 1974–1976. – 728 с., 504 с., 288 с.
12. Пестряков В.Б., Белоцкий А.К., Журавлев В.И., Сердюков П.Н. Дискретные сигналы с непрерывной фазой: теория и практика // Зарубежная электроника. – 1998. – № 4. – С.16–37.
13. Окунев Ю.Б. Теория фазоразностной модуляции. – М.: Связь, 1979. – 216 с.
14. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь: Пер. с англ. / Под ред. В.В. Маркова. – М.: Связь, 1979. – 592с.
15. Журавлев В.И., Цветков С.И. Передача дискретных сообщений: Учеб. пособие. – М.: ИКСИ, 1998. – 124 с.
16. Anderson J., Aulin T., Sundberg C-E. Digital Phase Modulation. – Plenum Publishing Company, 1986. – 504 с.
17. Feher K. Advanced Digital Communications. – Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1987. – 726 р.
18. Феер К. Беспроводная цифровая связь: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
19. Прокис Дж. Цифровая связь: Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
20. Wilson S.G. Digital Modulation and Coding. – Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1996. – 677 р.

Глава 3

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ И ПЕРЕМЕЖЕНИЕ

3.1. ПРИНЦИПЫ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ

Более пятидесяти лет назад американский ученый К. Шенон сформулировал положение, согласно которому существует такой метод кодирования сообщений, позволяющий обеспечить их безошибочную передачу по каналу с шумами при условии, что скорость передачи будет ниже некоторой величины, называемой пропускной способностью канала. Однако он не указал, как реализовать этот метод. С тех пор и по настоящее время ведутся интенсивные поиски избыточных помехоустойчивых кодов, с помощью которых можно обнаруживать и исправлять ошибки, возникающие в канале связи.

Помехоустойчивое кодирование сообщений или кодирование с прямым исправлением ошибок применяется в системах связи, в которых отсутствует или недоступен обратный канал для передачи запросов на повторную передачу, задержки в канале при запросах повторной передачи оказываются недопустимо большими или, наконец, уровень помех настолько велик, что количество повторных передач становится чрезвычайно большим.

Упрощенная структурная схема системы передачи дискретных сообщений, с помехоустойчивым кодированием, изображена на рис. 3.1. Здесь рассматривается случай блокового кодирования. Источник двоичной информации вырабатывает последовательность символов сообщения со скоростью R симв./с. Эти символы группируются в блоки длиной k символов. В каждом блоке добавляется $(n-k)$ дополнительных символов и образуется кодовое слово (n,k) избыточного блокового кода. Эти избыточные символы иногда называют *проверочными*. Так как каждое слово, содержащее n символов, переносит только k бит информации, то скорость передачи на выходе кодера равна k/n бит/с. Величина k/n носит название *кодовой скорости*. Таким образом, в кодере осуществляется преобразование слова сообщения

$$\mathbf{A} = (a_1, a_2, \dots, a_k)$$

в кодовое слово

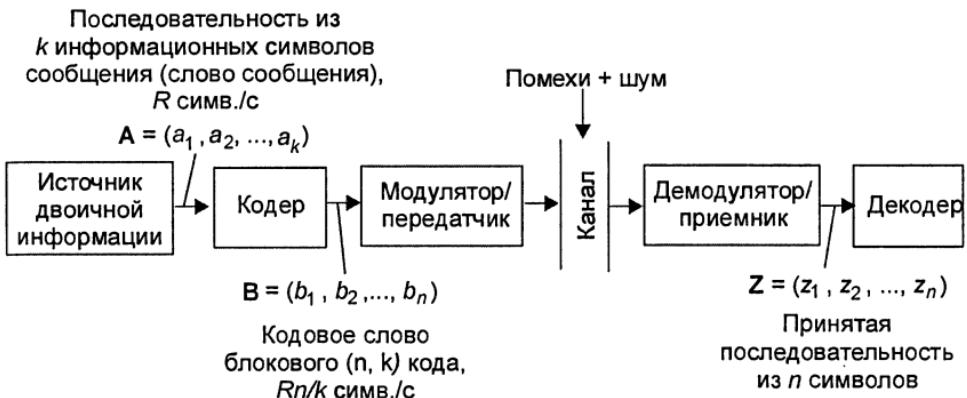


Рис. 3.1. Структурная схема системы связи с блоковым кодированием

$$\mathbf{B} = (b_1, b_2, \dots, b_k)$$

путем соответствующим образом подобранных проверочных символов.

Каждый из кодовых символов модулирует параметр сигнала-переносчика, вид которого зависит от среды передачи. На приемной стороне в демодуляторе осуществляется восстановление переданных кодовых символов на основе жестких или мягких решений.

При жестких решениях оценки переданных кодовых символов формируются путем окончательных решений относительно их значений. Качество оценки в этом случае характеризуется условными вероятностями ошибки (трансформации) при демодуляции кодовых символов. Например, при когерентной демодуляции сигналов с двоичной фазовой модуляцией, подверженных воздействию аддитивного белого гауссовского шума, жесткие решения формируются путем сравнения выходного сигнала интегратора со сбросом в знаковом компараторе с нулевым порогом. Условные вероятности ошибки зависят только от отношения энергии сигналов E_s к односторонней спектральной плотности шума N_0 .

При мягких решениях формируются не только оценки переданных кодовых символов, но и дополнительные указатели надежности сделанных оценок. Например, в рассмотренном выше примере мягкие решения можно формировать сравнением выходного сигнала интегратора со сбросом в многопороговом компараторе с несколькими порогами, т.е. многобитовым квантованием. При трехбитовом квантовании значения двух младших битов можно рассматривать в качестве указателей надежности сделанных оценок.

В декодере осуществляется обратная операция: по принятой последовательности символов

$$\mathbf{Z} = (z_1, z_2, \dots, z_n)$$

определяется наиболее вероятное переданное кодовое слово.

Если все переданные кодовые слова равновероятны, а канал связи не имеет памяти, то в качестве наиболее вероятного переданного слова при жестких решениях в демодуляторе выбирается то, которое ближе всех в смысле расстояния Хэмминга находится к принятому кодовому слову. Расстояние Хэмминга между последовательностями \mathbf{Y} и \mathbf{Z} оценивается как вес (число двоичных единиц) слова, образованного посимвольным сложением по модулю 2 последовательностей \mathbf{Y} и \mathbf{Z} .

Наиболее характерной ситуацией использования кодирования является передача дискретных сообщений в реальном времени при ограниченной мощности передатчика. Это означает, что n -символьное кодовое слово должно быть передано за время, равное времени выдачи k символов источником сообщения. Если это условие не выполняется, то кодирование не имеет смысла, поскольку последовательность передаваемых символов сообщения может быть считана с меньшей скоростью. В результате характеристики помехоустойчивости могут быть улучшены за счет увеличения энергии передаваемых символов. Пусть мощность передатчика равна P , а длительность сообщения, содержащего k символов, равна T_w . Тогда энергия сигнала, приходящаяся на слово сообщения, равна PT_w .

В случае блокового избыточного кодирования имеющаяся энергия распределяется на n символов, поэтому энергия, приходящаяся на кодовый символ, равна PT_w/n . Так как $n > k$, то при использовании кодирования энергия, приходящаяся на символ, уменьшается. Это приводит к тому, что в системе с избыточным кодированием вероятность ошибки на символ оказывается выше, чем в системе без кодирования. Если код обладает высокой корректирующей способностью, то благодаря наличию избыточных символов эти потери «отыгрываются» и обеспечивается дополнительный выигрыш, который принято называть энергетическим выигрышем кодирования (ЭВК). ЭВК является количественной мерой эффективности кодирования. Его значения оценивают, сопоставляя энергетические затраты на передачу одного бита при фиксированных вероятностях ошибочного приема либо символа, либо бита сообщения в системах с кодированием и без кодирования.

Существующие к настоящему времени коды с избыточностью, корректирующие коды, можно разбить на два широких класса: блоковые и сверточные.

3.2. БЛОКОВЫЕ КОДЫ

Если обозначить вероятность ошибки при приеме символов в системах без кодирования и с блоковым кодированием соответственно p_0 и p_1 , то вероятности ошибочного приема в системе без ко-

дирования и с кодированием будут определяться соответственно выражениями:

$$P_w = 1 - (1 - p_0)^k, \quad (3.1)$$

$$P_{w^k} = \sum_{i=t+1}^n \binom{n}{i} p_1^i (1 - p_1)^{n-i}. \quad (3.2)$$

Здесь предполагается, что код имеет минимальное Хэммингово расстояние d_{\min} и исправляет все ошибки кратности

$$t = (d_{\min} - 1)/2;$$

$\binom{n}{i} = \frac{n!}{i!(n-i)!}$ – количество возможных конфигураций из n символов, содержащих i ошибок.

Между параметрами n, k и t блокового кода существует определенное соотношение, устанавливаемое так называемой границей Хэмминга

$$2^{n-k} \geq \sum_{i=0}^t \binom{n}{i}. \quad (3.3)$$

Коды, для которых соотношение (3.3) выполняется строго, называются *совершенными*. Примером совершенных кодов служит код Хэмминга, исправляющий одиночные ошибки, и код Голея. Другие коды могут исправлять некоторые конфигурации ошибок, кратность которых превышает t . Для этих кодов (3.3) следует трактовать как полезную верхнюю границу.

В табл. 3.1 приведены примеры блоковых кодов, исправляющих ошибки кратности t , и их параметры.

Таблица 3.1

Кратность исправляемых ошибок и минимальное расстояние	n	k	Код	Кодовая скорость ($R_k = k/n$)
$t=1, d_{\min} = 3$	3	1	(3, 1)	0,33
	4	1	(4, 1)	0,25
	5	2	(5, 2)	0,4
	6	3	(6, 3)	0,5
	7	4	(7, 4)	0,57
	15	11	(15, 11)	0,73
	31	26	(31, 26)	0,838
$t=1, d_{\min} = 5$	10	4	(10, 4)	0,4
	15	8	(15, 8)	0,533
$t=1, d_{\min} = 7$	10	2	(10, 2)	0,2
	15	5	(15, 5)	0,33
	23	12	(23, 12)	0,52

Блоковые коды можно использовать и для обнаружения ошибок кратности u . В этом случае минимальное Хэммингово расстояние между словами кода должно быть

$$d_{\min} = u + 1.$$

Если блоковый код предназначен для исправления и обнаружения ошибок кратности t и u соответственно, то минимальное кодовое расстояние должно удовлетворять условию

$$d_{\min} \geq t + u + 1.$$

3.3. ОСНОВНЫЕ КЛАССЫ БЛОКОВЫХ КОДОВ

КОД ПОВТОРЕНИЙ

Блоковый код вида $(n, 1)$ известен как код повторений. В нем значение информационного символа повторяется $(n-1)$ раз, т.е. $(n-1)$ проверочных символов являются повторением информационного. Кодовая скорость равна $1/n$ и при достаточно больших n оказывается крайне низкой. Минимальное расстояние кода равно n и при достаточно больших n коды повторений обладают высокой исправляющей способностью. Поскольку минимальное расстояние равно n , то кратность исправляемых ошибок в кодовом слове будет составлять $t = (n-1)/2$. Вероятность ошибочного декодирования

$$P_{wk} = \sum_{i=t+1}^n \binom{n}{i} p_1^i (1-p_1)^{n-i}. \quad (3.4)$$

При $n=5$

$$P_{wk} = p_1^3 (1-p_1)^2 + 5p_1^4 (1-p_1) + p_1^5. \quad (3.5)$$

Для достаточно малых значений p_1

$$P_{wk} \approx 10p_1^3. \quad (3.6)$$

ЛИНЕЙНЫЕ БЛОКОВЫЕ КОДЫ

В линейном блоковом коде i -й символ кодового слова

$$\mathbf{B} = (b_1, b_2, \dots, b_i, \dots, b_n)$$

представляет собой линейную комбинацию k информационных символов. В матричной форме записи

$$\mathbf{B} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{G}, \quad (3.7)$$

где \mathbf{G} – порождающая матрица кода, содержащая k строк и n столбцов

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & \dots & g_{1k} & \dots & g_{1n} \\ g_{21} & g_{22} & \dots & g_{2k} & \dots & g_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{k1} & g_{k2} & \dots & g_{kk} & \dots & g_{kn} \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Таким образом, процедура конструирования кода сводится к определению элементов g_{il} порождающей матрицы.

Поскольку для систематического кода первые k символов кодового слова **B** являются информационными символами слова **A**, т.е. $b=a$, $g_{ii}=1$, $i=1, \dots, k$, $g_{ii}=0$, $i=k+1, \dots, n$, то порождающая матрица кода имеет вид

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & \dots & g_{1,k+1} & \dots & g_{1,n} \\ 0 & 1 & \dots & 0 & \dots & g_{2,k+1} & \dots & g_{2,n} \\ \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & \dots & g_{k,k+1} & \dots & g_{k,n} \end{bmatrix}, \quad (3.9)$$

или

$$\mathbf{G} = [\mathbf{I}: \mathbf{P}], \quad (3.10)$$

где **I** – единичная матрица $k \times k$; **P** представляет последние $(n-k)$ столбцов порождающей матрицы.

С порождающей матрицей линейного кода связана так называемая проверочная матрица **H**:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{P} \\ \dots \\ \mathbf{I}_{n-k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{1,k+1} & g_{1,k+2} & \dots & g_{1,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{1,k+1} & g_{1,k+2} & \dots & g_{1,n} \\ 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

Декодирование линейного кода осуществляется умножением выходной последовательности **Z** демодулятора на проверочную матрицу **H**, в результате которого формируется слово, так называемый синдром **S**:

$$\mathbf{S} = \mathbf{Z} \cdot \mathbf{H}.$$

Для двоичных кодов выходная последовательность **Z** может быть представлена в виде суммы по модулю 2 переданного кодового слова **B** и вектора ошибок **E**. Поэтому синдром может быть представлен как

$$\mathbf{S} = (\mathbf{B} \oplus \mathbf{E}) \mathbf{H} = \mathbf{BH} \oplus \mathbf{EH} = \mathbf{S}^{(1)} \oplus \mathbf{S}^{(2)}. \quad (3.12)$$

Согласно (3.10) j -й элемент $\mathbf{S}^{(1)}$ может быть записан как

$$S_j^{(1)} = \sum_{i=1}^k b_i g_{i,k+j} \oplus b_{k+j}. \quad (3.13)$$

Для систематических кодов $b_i = a_i$, $i \leq k$, поэтому

$$S_j^{(1)} = \sum_{i=1}^k a_i g_{i,k+j} \oplus b_{k+j}, \quad j = 1, 2, \dots, n-k. \quad (3.14)$$

Из уравнения (3.10) следует, что

$$\sum_{i=1}^k a_i g_{i,k+j} = b_{k+j}. \quad (3.15)$$

Следовательно,

$$S_j^{(1)} = b_{k+j} \oplus b_{k+j} = 0, \quad j = 1, 2, \dots, n-k. \quad (3.16)$$

Поскольку все $(n-k)$ элементов $S^{(1)}$ равны нулю, то

$$\mathbf{S}^{(1)} = [0], \quad (3.17)$$

и синдром определяется соотношением

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \cdot \mathbf{H}. \quad (3.18)$$

Таким образом, синдром, состоящий из всех нулей, означает, что принятая последовательность принадлежит множеству кодовых слов линейного кода. Это означает, что при приеме либо не произошло ни одной ошибки, либо конфигурация ошибок оказалась такой, что трансформировала переданное кодовое слово в другое кодовое слово. Если минимальное кодовое расстояние кода равно d_{\min} , то должно произойти по крайней мере d_{\min} ошибок при трансформации одного кодового слова в другое.

Процесс декодирования заключается в определении для каждого синдрома вектора ошибок минимального веса, удовлетворяющего уравнению $\mathbf{S} = \mathbf{E} \cdot \mathbf{H}$. Этот вектор ошибок суммируется по модулю 2 с принятой последовательностью \mathbf{Z} .

В результате формируется наиболее вероятное слово. Рассмотренный метод декодирования получил название *синдромного* и может быть реализован с помощью ПЗУ.

КОДЫ ХЭММИНГА

Эти коды являются примером линейных кодов, исправляющих одну единственную ошибку. Длина блока кодов удовлетворяет соотношению $n=2^{(n-k)}-1$, где $n-k$ количество проверочных символов. Например, при $n-k=3$ получаем код (7,4).

ЦИКЛИЧЕСКИЕ КОДЫ

Эти коды также относятся к классу линейных блоковых кодов и являются наиболее распространенными. Особенность этих кодов состоит в том, что если некоторое кодовое слово принадлежит коду, то и его циклические перестановки также принадлежат коду.

Иными словами ($n-1$) кодовых слов могут быть сформированы путем циклического сдвига одного кодового слова. Все множество кодовых слов может быть получено в результате циклических сдвигов различных кодовых слов. Достоинство этого класса кодов заключается в относительно простой аппаратурной реализации кодеков, основными элементами которой являются регистры сдвига и сумматоры по модулю 2.

Кодирование и вычисление синдрома при декодировании могут быть осуществлены с помощью либо k -разрядного, либо $(n-k)$ -разрядного сдвига.

Подробное описание свойств циклических кодов, а также алгоритмов декодирования и из реализации приводится в [4].

В классе циклических кодов наиболее важен подкласс так называемых кодов БЧХ. Эти коды могут быть построены для широких диапазонов длины блока, кодовой скорости и исправляющей способности. В частности, если t – кратность исправляемых ошибок в пределах блока, m – произвольное целое число, то длина кодового слова, количество проверочных символов и кодовое расстояние удовлетворяют соотношениям:

$$n=2^m-1; \quad n-k \leq mt; \quad d > 2t-1.$$

Таблица 3.2

n	k	t									
7	4	1	127	120	1	255	247	1	255	99	23
15	11	1	127	113	2	255	239	2	255	91	25
15	7	2	127	106	3	255	231	3	255	87	26
31	26	1	127	99	4	255	223	4	255	79	27
31	21	2	127	92	5	255	215	5	255	71	29
31	16	3	127	85	6	255	207	6	255	63	30
31	11	5	127	78	8	255	199	7	255	55	31
63	57	1	127	71	9	255	191	8	255	47	42
63	51	2	127	64	10	255	187	9	255	45	43
63	45	3	127	57	11	255	179	10	255	37	45
63	39	4	127	50	13	255	171	11	255	29	47
63	36	5	127	8	31	255	163	12			
63	10	13				255	115	21			
63	7	15				255	107	22			

В табл. 3.2 в качестве примера приведены соотношения между параметрами некоторых кодов БЧХ. Отметим, что при $t=1$ параметры n и k соответствуют параметрам кода Хэмминга. Иначе говоря, код Хэмминга также является кодом БЧХ, исправляющим одиночные ошибки.

КОДЫ РИДА–СОЛОМОНА

Коды Рида–Соломона (коды РС) относятся к классу недвоичных кодов БЧХ. В кодере сообщение, состоящее из k -ичных символов, выбираемых из алфавита, содержащего $q=2^m$ символов, преобразуется в кодовое слово РС-кода, содержащее n двоичных символов. Поскольку обычны входного и выходного алфавитов равны степени 2, то входные и выходные символы могут быть представлены m -разрядными двоичными словами. Таким образом, входное сообщение можно рассматривать как km -разрядное слово, а выходное кодовое слово – как nm -разрядное двоичное слово. Длина кода РС равна $n=q-1$. Если исправляющая способность кода равна t ошибочным символам, то имеет место соотношение $n-k=2t$. Коды РС существуют при $1 \leq k \leq n-2$, а их расширение имеет длины блока: $n=q$ и $n=q+1$.

КОД ГОЛЕЯ

Этот код относится к числу наиболее интересных. Он позволяет исправить ошибки высокой кратности ($t > 1$) и является также совершенным кодом. Код Голея (23,12) является циклическим и исправляет все конфигурации ошибок, кратность которых не превышает трех. С кодом Голея (23,12) связан код (24,12), который образуется добавлением к кодовым словам кода (23,12) дополнительного проверочного символа. Коды (23,12) и (24,12) имеют минимальное кодовое расстояние, равное соответственно 7 и 8. Поэтому код (24,12), кроме исправления ошибок кратности 3, обеспечивает обнаружение ошибок кратности 4 при незначительном изменении кодовой скорости. Код (24,12) относится в число наиболее распространенных.

3.4. ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБОЧНОГО ПРИЕМА СООБЩЕНИЯ И ДВОИЧНОГО СИМВОЛА (БИТА)

При оценке энергетического выигрыша кодирования кодов, различающихся длиной блока и кодовой скоростью, более удобной оказывается характеристика помехоустойчивости, выражаемая через вероятность ошибки на двоичный символ (бит).

Соотношение между вероятностями ошибки декодирования слова и ошибки на бит определяется структурой порождающей матрицы конкретного кода. Однако для обобщенного анализа могут быть получены простые границы для вероятности ошибки на бит. Пусть длительность сеанса связи составляет 1с. Тогда за сеанс связи может быть передано $1/T_w$ кодовых слов, которые содержат k/T_w информационных символов. Количество ошибочно приня-

тых кодовых слов равно P_{wk}/T_w . Если через k_0 обозначить количество ошибочно принятых информационных символов при каждом ошибочно принятом кодовом слове, то вероятность ошибки на бит будет равна

$$P_b = \frac{k_0 P_{wk} / T_w}{k / T_w} = \\ = \frac{k_0}{k} P_{wk}. \quad (3.19)$$

Проблема заключается в определении величины k_0 . В наихудшем случае ошибочный прием кодового слова сопровождается ошибочным приемом всех k информационных символов. Тогда получаем верхнюю границу

$$P_b < P_{wk}. \quad (3.20)$$

В лучшем случае ошибочный прием кодового слова приводит к единственной ошибке в информационных символах. Поэтому для нижней границы имеем $k_0=1$ и

$$P_b < P_{wk}/k. \quad (3.21)$$

Для малых значений k верхняя и нижняя границы становятся строгими, и для оценки вероятности ошибки на бит может быть использована вероятность ошибочного приема слова. Для высоких значений E_b/N_0 вероятность ошибки на символ оказывается чрезвычайно малой и ошибки при декодировании кодовых слов с большой вероятностью возникают при появлении $(t+1)$ ошибочных символов. Из этих $(t+1)$ ошибочных символов в среднем $(t+1)k/n$ относится к информационным. В результате

$$k_0 = (t+1) \frac{k}{n}, \quad (3.22)$$

$$P_b \approx \frac{t+1}{n} P_{wk}, \quad (3.23)$$

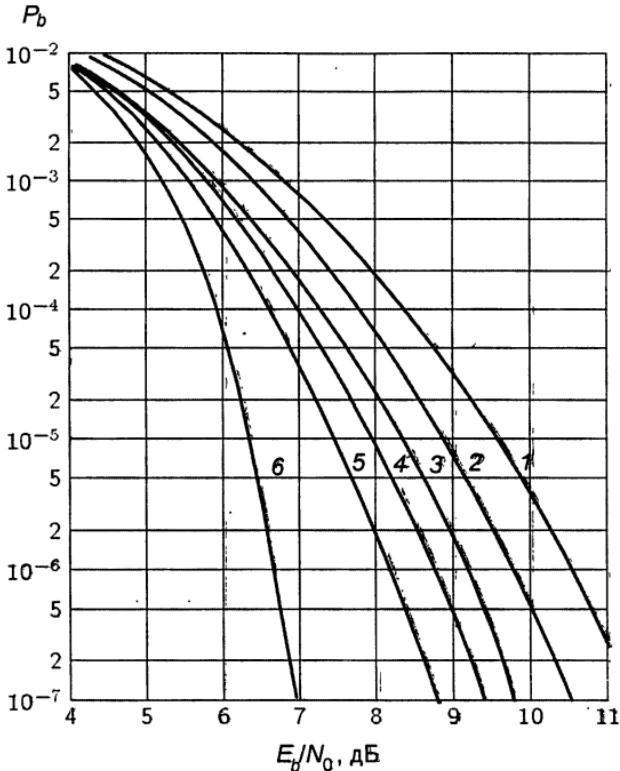


Рис. 3.2. Характеристики помехоустойчивости блоковых кодов:

- 1 – без кодирования;
- 2 – код Хэмминга (7,4);
- 3 – код Хэмминга (15,11);
- 4 – код Хэмминга (31,26);
- 5 – код Голея (24,12);
- 6 – код БЧХ (127,64)

На рис.3.2. приведены характеристики некоторых блоковых кодов, которые получены применительно к системе связи, использующей двоичную ФМ, когерентную демодуляцию с жесткими решениями в демодуляторе.

3.5. СВЕРТОЧНЫЕ КОДЫ

Сверточные (или рекуррентные) коды отличаются от блоковых кодов структурой. В блоковом коде n символов кода, формируемый кодером в любой выбранный интервал времени, зависят только от k информационных символов, поступивших на его вход в течение этого же интервала времени. В сверточном коде блок из n символов кода, формируемый кодером в любой выбранный интервал времени, зависит не только от k информационных символов, поступивших на его вход в течение этого же интервала времени, но и от информационных символов, поступивших в течение $(K-1)$ предыдущих интервалов. Параметр K называется *длиной кодового ограничения*. Для сверточных кодов значение параметров n и K выбираются малыми. Сверточные коды могут использоваться для исправления случайных ошибок, ошибок, группирующихся в пакеты, и для тех и других. Кодер двоичного сверточного кода содержит KK -разрядный регистр и n сумматоров по mod 2. Обобщенная структурная схема кодера сверточного кода приведена на рис.3.3.

На рис.3.4 приведены пример кодера сверточного кода с параметрами $k=1$, $n=2$, $K=3$, $R_k=1/2$. Информационные символы поступают на вход регистра, а символы кода формируются на выходе коммутатора. Коммутатор (КМ) последовательно опрашивает выходы сумматоров по mod 2 в течение интервала времени, равного длительности информационного символа (бита).

Схема подключения сумматоров по mod 2, значения k, n и K полностью описывают сверточный код. Их можно определить с помощью генераторных векторов или многочленов. Например, сверточный код, формируемый кодером, изображенным на рис.3.4,

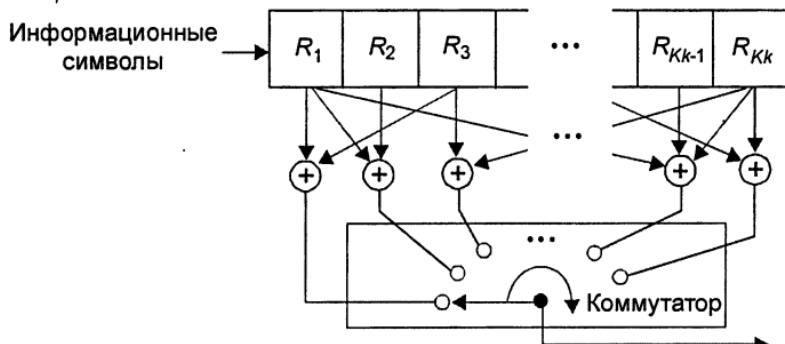


Рис. 3.3. Обобщенная структурная схема кодера сверточного кода

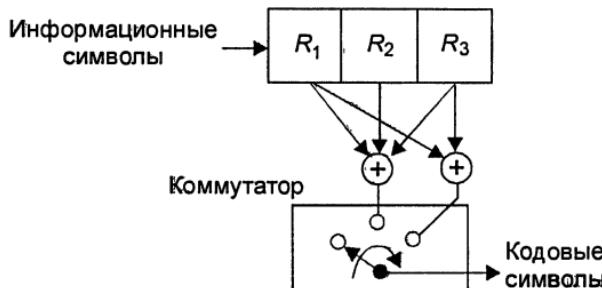


Рис. 3.4. Структурная схема кодера несистематического сверточного кода со скоростью 1/2

имеет порождающие векторы $g_1=111$ и $g_2=101$ и порождающие многочлены $g_1(x)=x^2+x+1$ и $g_2(x)=x^2+1$. Кроме того, сверточный код может быть задан импульсной характеристикой, определяемой как последовательность символов кода на выходе кодера при подаче на его вход единственного символа 1. Легко проверить, что импульсная характеристика данного кода равна 111011. Так как операция сложения по mod 2 является линейной операцией, то сверточные коды относятся к классу линейных, и выходная последовательность кодера может рассматриваться как результат свертки входной последовательности с импульсной характеристикой кодера. Отсюда и происходит название кода и метода кодирования.

Процедуры кодирования и декодирования удобно описывать с помощью так называемого кодового дерева, которое отображает последовательности на выходе кодера для любой возможной входной последовательности. На рис.3.5 приведено кодовое дерево кодера, изображенного на рис.3.4, для блока из пяти информационных символов. Если первый символ принимает значение 0, то на выходе кодера формируется пара символов 00. Если первый символ принимает значение 1, то на выходе кодера формируется пара символов 11. Это показано с помощью двух ветвей, которые выходят из начального узла. Верхняя ветвь соответствует 0, нижняя -1. В каждом из последующих узлов ветвление происходит аналогичным образом: из каждого узла исходят две ветви, причем верхняя ветвь соответствует 0, а нижняя -1. Ветвление будет происходить вплоть до последнего символа входного блока. Вслед за ним все входные символы принимают значение 0, и образуется только одна обрывающаяся ветвь. Таким образом, каждой из возможных входных комбинаций информационных символов соответствует своя вершина на кодовом дереве. В данном случае имеется 32 вершины. С помощью кодового дерева легко построить выходную последовательность символов кода, соответствующую определенной входной последовательности. Например, входной последовательности 11010 соответствует выходная последовательность, лежащая на пути, изображенном пунктирной линией. Анали-

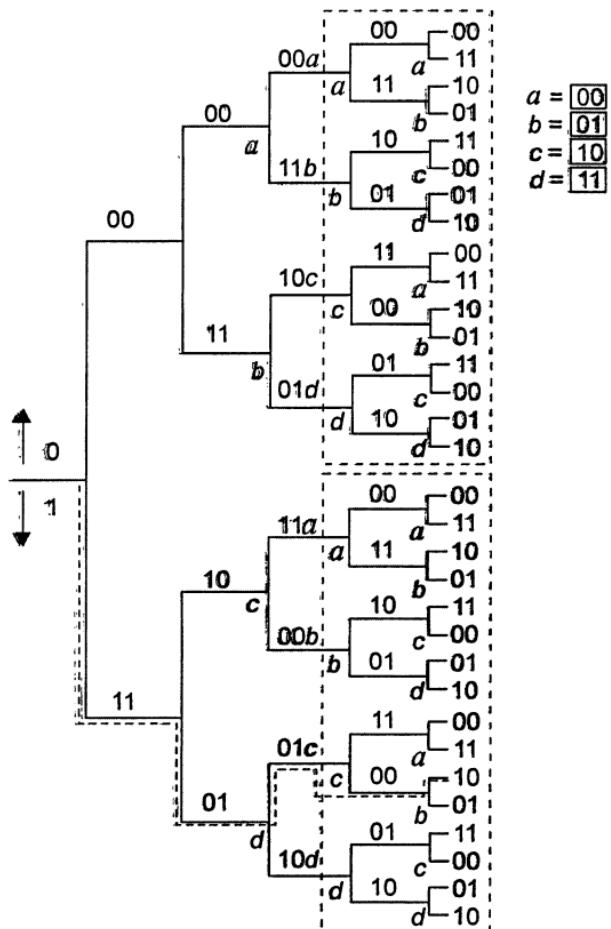


Рис. 3.5. Кодовое дерево для кодера, изображеного на рис. 3.4

Зирая структуру кодового дерева на рис. 3.5, можно заметить, что, начиная с узлов третьего уровня, она носит повторяющийся характер. Действительно, группы ветвей, заключенных в прямоугольники, изображенные пунктирными линиями, полностью совпадают. Это означает, что при поступлении на вход четвертого символа выходной символ кода будет одним и тем же, независимо от того, каким был первый входной символ: 0 или 1. Другими словами, после первых трех групп выходных символов кода входные последовательности $1x_1x_2x_3x_4\dots$ и $0x_1x_2x_3x_4\dots$ будут порождать один и тот же выходной символ.

Обозначим четыре узла третьего уровня, т.е. узлы, в которых происходит третье ветвление, буквами *a*, *b*, *c*, *d*. Повторяющаяся структура ветвей имеет место и для узлов четвертого и пятого уровней, поэтому их также можно обозначить этими же буквами. Для узлов пятого уровня любой из четырех комбинаций (11, 10, 01, 00) первых двух входных символов будет соответствовать один и тот же выходной символ.

Такое поведение можно объяснить следующим образом. Когда входной символ поступает в регистр (входной разряд R_1), то выходные символы зависят не только от символа, записанного в R_1 , но и от двух предыдущих символов, хранящихся в R_2 и R_3 . Имеется четыре возможные комбинации символов, хранящихся в R_2 и R_3 : 00, 01, 10, 11. Обозначим эти четыре комбинации или состояния регистра сдвига соответственно буквами a, b, c, d как показано на рис.3.5. Количество состояний равно 2^{K-1} .

Входные символы 0 и 1 будут формировать четыре различные комбинации выходных символов в зависимости от состояния кодера. Если входной символ 0, то на выходе декодера будут формироваться 00, 10, 11 или 01 в зависимости от того, в каком состоянии находился кодер: a, b, c или d . То же самое правило можно применить относительно символа 1.

Таким образом, поведение кодера можно полностью описать с помощью диаграммы состояний, изображенной на рис.3.6, а или направленного графа с четырьмя состояниями (рис.3.6, б) который устанавливает однозначное соответствие между входными и выходными символами кодера. На графике сплошные линии соответствуют входному символу 0, а пунктирные – символу 1. Например, если кодер находится в состоянии a и на вход поступает 1, то на выходе декодера будет формироваться комбинация 11 (пунктирная линия) и декодер перейдет в состояние b , соответствующее $R_3=0$ и $R_2=1$. Аналогичным образом при поступлении 0 декодер останется в состоянии a (сплошная линия) и на выходе будет формироваться комбинация 00.

Заметим, что прямой переход из состояния a в состояние c или d невозможен, причем из любого состояния прямой переход возможен только в одно из двух состояний. Диаграмма состояний содержит исчерпывающую информацию о структуре кодового дерева.

R_1	R_2	R_3	
→	0	0	Состояние a
→	1	0	Состояние b
→	0	1	Состояние c
→	1	1	Состояние d

а

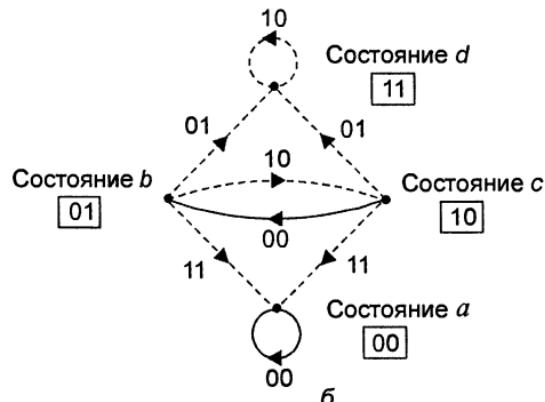


Рис. 3.6. Диаграмма состояний для кодера, изображенного на рис. 3.4

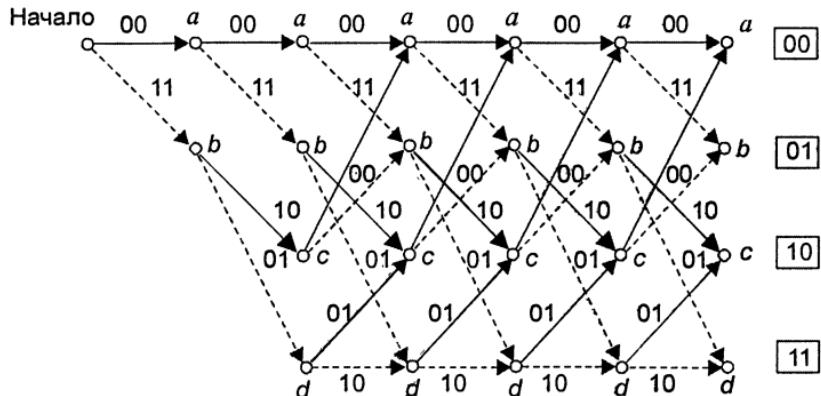


Рис. 3.7. Решетчатая диаграмма для кодера, изображенного на рис. 3.4

Другим полезным способом описания кодового дерева является решетчатая диаграмма, изложенная на рис. 3.7. Диаграмма берет начало из состояния a и на ней отображаются все возможные переходы при поступлении на вход очередного символа. Сплошным линиям соответствуют переходы, происходящие при поступлении символа 1 пунктирным – символа 0. При поступлении на вход двух символов кодер оказывается в одном из четырех состояний: a, b, c или d . Заметим, что решетчатая диаграмма имеет повторяющийся характер и может быть легко построена с помощью диаграммы состояний.

3.6. АЛГОРИТМЫ ДЕКОДИРОВАНИЯ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ

АЛГОРИТМ ДЕКОДИРОВАНИЯ ВИТЕРБИ

Среди различных алгоритмов декодирования сверточных кодов алгоритм максимального правдоподобия Витерби (AB) получил наиболее широкое распространение в системах связи, в которых необходимо обеспечить экономию энергетического ресурса.

При декодировании в соответствии с критерием максимального правдоподобия выбирается то кодовое слово из множества возможных, которое ближе всего располагается к принятому кодовому слову в пространстве кодовых слов. Поскольку имеется 2^K кодовых слов, то при реализации алгоритма максимального правдоподобия необходимо обеспечить запоминание всех кодовых слов и их сравнение с принятым словом. С увеличением K сложность вычислений и, следовательно, декодера возрастают.

Витерби предложил упрощенную процедуру вычислений при реализации алгоритма максимального правдоподобия. Он заметил, что каждый из четырех узлов имеет только двух предшествен-

ников, т.е. каждый из этих узлов можно достичь, минуя только два узла (см. рис.3.7), и только один путь, который соответствует последовательности, наиболее «близкой» к принятой последовательности (путь с минимальным расстоянием), следует сохранять для каждого узла.

Обратимся к решетчатой диаграмме, изображенной на рис.3.7. Задача состоит в том, чтобы для некоторой принятой последовательности символов найти путь на решетчатой диаграмме, соответствующий выходной последовательности символов, в максимальной степени совпадающей с принятой последовательностью.

Предположим, что первые шесть символов последовательности есть 0100 01. Рассмотрим два пути, состоящих из трех ветвей (для шести символов) и заканчивающихся в узлах a, b, c и d . Из двух путей сохраним лишь тот, который в максимальной степени согласуется с последовательностью 0100 01 (путь с минимальным расстоянием). Оставшийся для каждого узла такой путь будем называть «выжившим».

Имеется два пути в узел третьего уровня a : 00 00 00 и 1110 11. Эти пути имеют расстояния от принятой последовательности 0100 01, равные соответственно 2 и 3. Выжившим путем вычисления расстояния следует считать путь 00 00 00. Процедуру повторим для узлов b, c и d . Например, для узла c имеются два пути, соответствующих выходным последовательностям 00 1110 и 11 0101 и имеющих расстояния, соответственно равные 5 и 2. Выжившим следует считать путь 11 0101. Аналогичным образом производится отбор выживших путей для узлов b и d . В результате из восьми возможных путей сохраняются только четыре. Причина, по которой отбрасываются четыре пути, состоит в следующем. Два пути, сходящиеся, например, в узле третьего уровня a , имеют два одинаковых первых символа 00. Следовательно, независимо от последующих символов оба пути должны сойтись именно в этом узле a и в будущем выродиться в один.

Таким образом, необходимо запомнить четыре выживших пути и их расстояние от принятой последовательности. В общем случае количество выживших путей равно количеству состояний, т.е. 2^{k-1} .

Теперь рассмотрим два очередных принятых символа. Допустим принимается последовательность символов 0100 0100. Сравним два выживших пути, которые сходятся в узле a четвертого уровня. Они могут выходить только из узлов a и c третьего уровня и соответствовать последовательностям 00 00 00 00 и 11 01 0111, которые имеют расстояния, соответственно равные 2 и 4 от принятой последовательности 0100 0100. Следовательно, путь 00 00 00 00 следует считать выжившим для узла a четвертого уровня. Далее аналогичная процедура отбора повторяется для узлов b, c и d .

Отметим, что до окончания декодирования сохраняются только четыре конкурирующих пути, которые соответствуют выжившим путям для узлов a, b, c и d . Остается решить вопрос, когда произвести усечение алгоритма и принять решение в пользу одного из четырех оставшихся путей. Это можно сделать принудительно, положив последние два информационных символа равными 00, т.е. осуществить сброс. При поступлении на вход регистра первого символа 0 необходимо рассматривать выжившие пути только для узлов a и c , поскольку переход в узлы b и d возможен только при поступлении на вход символа 1. При поступлении на вход регистра второго символа 0 необходимо рассмотреть только выжившие пути, сходящиеся в узле a , поскольку при поступлении символов 00 декодер должен перейти в состояние a .

При реализации алгоритма Виттерби объем памяти и сложность вычислений пропорциональна 2^K , поэтому его целесообразно использовать при длине кодового ограничения $K < 10$. При больших длинах кодового ограничения, которые необходимы для достижения низких значений вероятности ошибки, обычно используется алгоритм последовательного декодирования.

АЛГОРИТМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ

При последовательном декодировании, алгоритм которого был предложен Возенкрафтом, сложность декодера возрастает линейно с увеличением длины кодового ограничения. Для описания особенностей алгоритма рассмотрим кодер с $K=4$ и $n=3$, изображенный на рис. 3.8. Кодовое дерево сверточного кода показано на рис. 3.9. Здесь каждый входной информационный символ порождает три кодовых символа и оказывает влияние на четыре группы из трех символов. При декодировании будем рассматривать только три (или n) символа одновременно, чтобы принять промежуточное решение, предполагающее возможность его изменения при возникновении трудностей в дальнейшем.

Декодер, реализующий алгоритм последовательного декодирования, можно сравнить с водителем, который случайно принима-

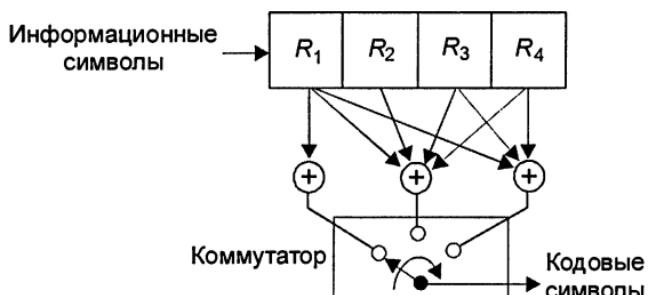


Рис. 3.8. Структурная схема кодера сверточного кода

мает неверные решения при разветвлении дороги, но быстро обнаруживает свои ошибки (по дорожным указателям), возвращается назад и движется по новому пути.

Применительно к рассматриваемому алгоритму это означает следующее. Из начального узла n_1 для первых трех принятых символов имеется два пути длиной три символа. Выбирается тот путь, который соответствует последовательности, имеющая наименьшее расстояние Хэмминга от первых трех принятых символов. В результате выбирается наиболее вероятный узел. Из этого узла выходят также два пути длиной, равной трем символам. Для второй группы из трех принятых символов также выбирается путь, соответствующий последовательности с минимальным расстоянием Хэмминга, и осуществляется переход в четвертый узел. Если имеет место большое количество ошибок в определенных группах из n принятых символов, то будет выбран ошибочный путь, при движении по которому будут возникать трудности согласования принятой последовательности символов с последовательностями, соответствующими ложному узлу. Это служит основанием для того, чтобы сделать вывод о наличии ошибки при выборе пути.

Поясним это на примере. Предположим, что входная последовательность информационных символов 11010 поступает на вход кодера, изображенного на рис. 3.8. Так как $K=4$, то необходимо дополнить эту последовательность последовательностью 000, которая обеспечивает окончание процедуры декодирования. Поэтому последовательность информационных символов, дополненная последовательностью «сброса», будет иметь структуру 11010000.

Согласно кодовому дереву, изображенному на рис. 3.9, последовательность кодовых символов будет 111 101 001 111 001 011 011 000. Пусть принимаемая последовательность, содержащая три ошибки (одну в первой группе символов и две во второй), будет 101 011 001 111 001 011 011 000. Процедура декодирования начинается с узла n_1 . Первая группа символов 101 ближе всего к последовательности 111, поэтому при правильном решении происходит переход к узлу n_2 . Однако вторая группа символов 011, содержащая две ошибки, оказывается ближе к последовательности 010, а не к истинной последовательности 101. Поэтому происходит переход не к истинному узлу n_3 , а к ложному n'_3 . Начиная с этого узла процесс идет по ложному пути, поэтому принятая последовательность не будет согласована с любой последовательностью, начинающейся в узле n'_3 .

Третья группа принятых символов 001 не будет согласована с любой последовательностью, начинающейся в n'_3 , например 001 или 100, и она оказывается ближе к последовательности 011. Поэтому происходит переход в узел n'_4 .

Входные
последовательности

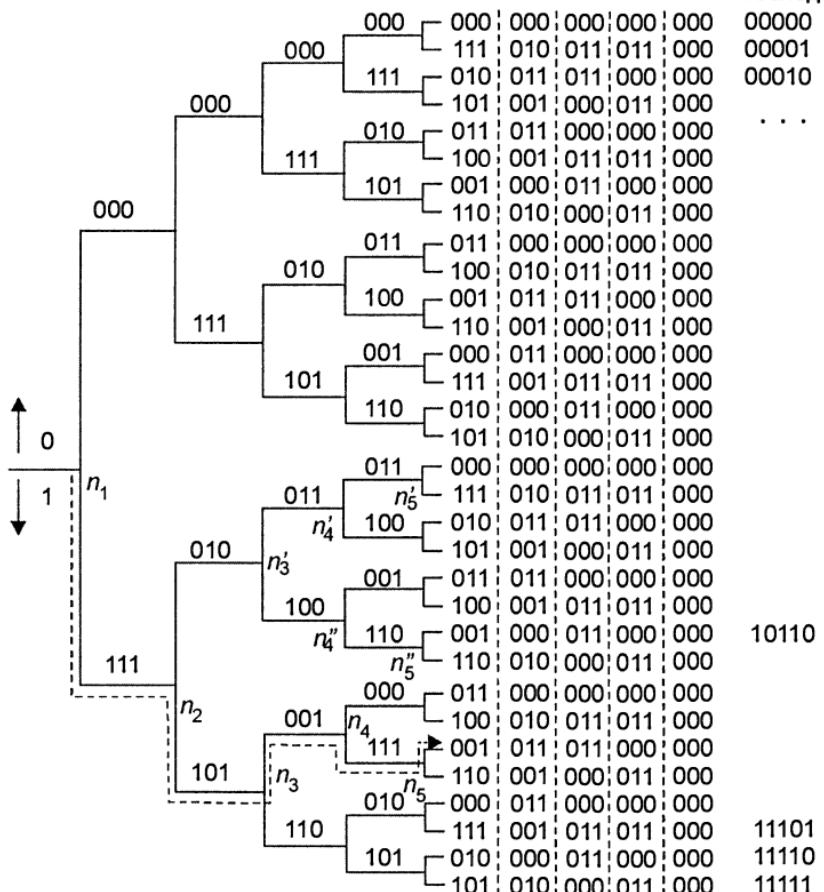


Рис. 3.9. Кодовое дерево для кодера, изображенного на рис. 3.8

Четвертая группа принятых символов 111 снова оказывается несогласованной с любой из последовательностей, начинающихся в узле n'_4 , например 011 или 100, и она оказывается ближе к последовательности 011. В этом случае произойдет переход в узел n'_5 . Можно заметить, что расстояние Хэмминга между последовательностью, соответствующей пути между узлами $n_1, n_2, n'_3, n'_4, n'_5$ и содержащей 12 символов, равно 4. Это показывает, что имеют место четыре ошибки при условии, что выбранный путь является правильным.

Такое большое количество ошибок должно вызвать подозрение. Действительно, если вероятность ошибки в двоичном символе равна P_b , то среднее значение количества ошибок n_E в блоке, содержащем d символов, равно P_{bd} . Поскольку значение P_b обычно лежит в пределах от 10^{-4} до 10^{-16} , то такое количество ошибок в блоке, содержащем 12 символов, представляется неправдоподоб-

ным. Поэтому следует возвратиться к узлу n_3' и двигаться по нижнему пути, который ведет к узлу n_5'' . Однако путь через узлы n_1, n_2, n_3, n_4, n_5 оказывается еще хуже с предыдущего, поскольку он соответствует наличию пяти ошибок в блоке из 12 символов. Поэтому происходит возвращение к узлу n_2 и движение по пути, приводящему в узел n_3 , и так далее до тех пор, пока не будет найден путь, проходящий через узлы n_1, n_2, n_3, n_4, n_5 и соответствующий наличию трех ошибок. Если предположить, что возвращение произойдет в узел n_1 , и попытаться найти другие пути, то среди них не найдется ни одного, который соответствовал бы наличию менее пяти ошибок.

Поэтому в качестве правильного принимается путь, проходящий через узлы n_1, n_2, n_3, n_4, n_5 . Этому пути соответствует первый декодированный символ 1. Далее процедура продолжается с целью декодирования второго символа, начиная с узла n_2 , с отбрасыванием первых трех принятых символов, и она повторяется до тех пор, пока не будут декодированы все символы.

Одним из основных является вопрос о выборе критерия, согласно которому выносится решение о выборе ложного пути. Зависимость математического ожидания количества ошибок \bar{n}_E от числа декодируемых символов d представляет собой прямую ($\bar{n}_E = P_b d$) с наклоном, определяемым значением P_b , которая приведена на рис. 3.10. Там же показано истинное значение количества ошибок, соответствующее выбранному пути. Если количество ошибок лежит в допустимых пределах, установленных пороговым уровнем, то декодирование продолжается. В противном случае происходит переход назад к ближайшему узлу и предпринимаются попытки найти другой путь. Если количество ошибок продолжает расти, то возвращение осуществляется к следующему по порядку узлу, и так до тех пор, пока количество ошибок не окажется в допустимых пределах.

Если значение порогового уровня выбрать близким к математическому ожиданию количества ошибок, то это сократит средний объем вычислений. С другой стороны, если значение порогового



Рис. 3.10. Иллюстрация выбора порога при последовательном декодировании

уровня установить слишком «жестким» (т.е. очень близким к математическому ожиданию количества ошибок), то при декодировании будут отбрасываться все возможные пути в некоторых чрезвычайно редких случаях, когда из-за воздействия шума может произойти необычайно большое количество ошибок. Это явление может быть устранено путем выбора «жесткого» порогового уровня в начале процесса декодирования, и если при декодировании происходит отбрасывание всех путей, то пороговый уровень постепенно увеличивается до тех пор, пока не окажется приемлемым один из возможных путей.

Установлено, что при последовательном декодировании вероятность ошибки с увеличением K уменьшается по экспоненциальному закону, а его сложность – по линейному. При этом среднее число анализируемых ложных путей на один декодируемый символ остается ограниченным, если величина $\eta = 1/n$ оказывается меньше так называемой предельной вычислительной скорости η_0 .

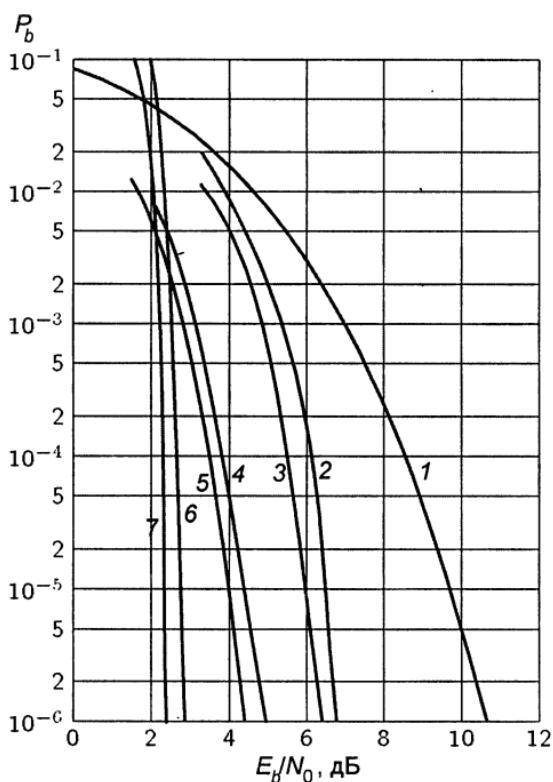


Рис. 3.11. Характеристики помехоустойчивости сверточных кодов:

1 – без кодирования; 2 – сверточный код, $R=1/2$, $K=7$, ж. р., АВ;

3 – сверточный код, $R=1/3$, $K=7$, ж. р., АВ; 4 – сверточный код, $R=1/2$, $K=7$, м. р., АВ;

5 – сверточный код, $R=1/3$, $K=7$, м. р., АВ; 6 – сверточный код, $R=1/2$, $K=41$, АП;

7 – сверточный код, $R=1/2$, $K=41$, АП (ж. р. – жесткие решения; м. р. – мягкие решения;

АВ – алгоритм Витерби; АП – алгоритм последовательного декодирования)

Алгоритму последовательного декодирования присущи следующие недостатки:

- количество ложных участков и, следовательно, вычислительная сложность является случайной величиной, зависящей от уровня шума в канале связи;
- для снижения необходимого объема памяти скорость декодирования должна в 10...20 раз превышать скорость поступления входных данных, что ограничивает максимальную скорость передачи сообщений;
- среднее количество анализируемых ложных участков пути эпизодически может оказаться чрезвычайно большим и привести к переполнению памяти, а это может вызывать появление сравнительно длинных выходных последовательностей, содержащих большое количество ошибок.

Характеристики помехоустойчивости сверточных кодов при использовании этих алгоритмов из-за трудностей математического характера в основном могут быть получены методом математического моделирования. На рис.3.11 приведены характеристики помехоустойчивости некоторых сверточных кодов для системы связи, использующей двоичную ФМ и когерентную демодуляцию.

К наиболее просто реализуемым алгоритмам декодирования сверточных кодов относятся алгоритм декодирования с обратной связью и алгоритм порогового (мажоритарного) декодирования. Однако характеристики этих алгоритмов заметно уступают характеристикам первых двух.

ПОРОГОВОЕ ДЕКОДИРОВАНИЕ

Рассмотрим простой пример, проиллюстрирующий особенности алгоритма порогового декодирования. Структурная схема кодера изображена на рис.3.12, а. Пусть содержимое разрядов регистра есть $R_1=a_n$ и $R_2=a_{n-1}$, а выходная последовательность $(b_n, b_n \oplus b_{n-1})$.

Структурная схема порогового декодера, реализующая метод порогового декодирования Мэсси [4,6], изображена на рис.3.12, б.

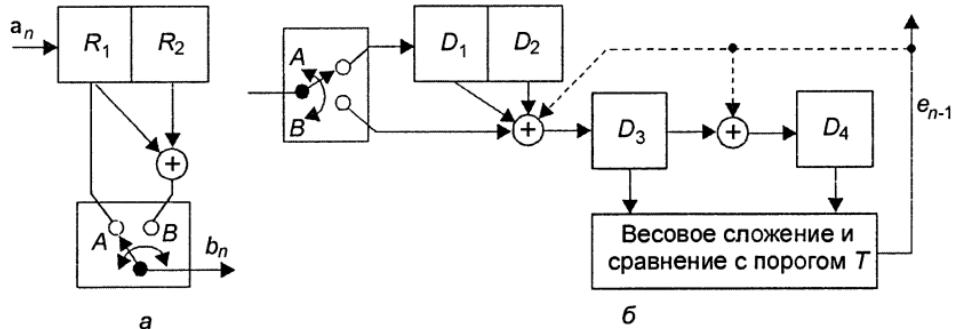


Рис. 3.12. Структурные схемы кодера (а) и декодера (б) сверточного кода, допускающего пороговое декодирование

Последовательность символов на входе кодера

$$(b_n \oplus e_n^1, b_n \oplus b_{n-1} \oplus e_n^2),$$

где e_n^1, e_n^2 – последовательность символов вектора ошибок, возникающих в канале связи при передаче первого и второго символов соответственно. Ключ находится в положении A при декодировании первого символа и в положении B при декодировании второго символа соответственно.

$$D_1 = b_n \oplus e_n^1,$$

$$D_2 = b_{n-1} \oplus e_{n-1}^1,$$

$$D_3 = b_n \oplus b_{n-1} \oplus e_n^2 \oplus D_1 \oplus D_2 = e_n^1 \oplus e_{n-1}^1 \oplus e_n^2,$$

$$D_4 = e_{n-1}^1 \oplus e_{n-2}^1 \oplus e_{n-1}^2.$$

При соответствующих значениях отношения сигнал/шум в D_3 и D_4 содержится достаточно информации для надежного решения.

Если D_3 и D_4 равны 1, то имеется две возможности. Во-первых, символ e_{n-1}^1 равен 1, во вторых $e_{n-1}^1 = 0$, тогда e_n^1 либо e_{n-1}^2 равен 1 и e_{n-2}^1 либо e_{n-1}^2 равен 1. Для малых вероятностей ошибки в канале вероятность того, что e_{n-1}^1 равен 1, приблизительно есть p_1 . В другой ситуации требуется, чтобы в последовательности $e_n^1, e_n^2, e_{n-1}^1, e_{n-1}^2$ имели место две ошибки. Вероятность этого события p_1^2 . Таким образом, если и D_1 и D_2 равны 1, то с высокой вероятностью e_{n-1}^1 равен 1. Оценить это можно с помощью пороговой схемы, установив пороговое значение 0,5. Если порог превышается, то с высокой вероятностью обнаруживается ошибка в предшествующем информационном символе (код является систематическим).

Вероятность появления ошибки при декодировании определяется вероятностью того, что в последовательности $e_n^1, e_n^2, e_{n-1}^1, e_{n-1}^2, e_{n-2}^1$ имеет место более одной ошибки. Вероятность этого события

$$P_E = \sum_{i=1}^5 \binom{5}{i} p_1^i (1-p_1)^{5-i}.$$

Для малых значений p_1

$$P_E = 10p_1^2.$$

При малых значениях p_1 снижение вероятности ошибки становится ощутимым.

3.7. КАСКАДНЫЕ КОДЫ

Идея каскадного кодирования поясняется рис.3.13. Один из кодов, так называемый *внутренний*, является двоичным (n, kn) кодом. Другой код, так называемый *внешний*, является первичным (N, K) кодом. В качестве внешнего кода обычно выбирается код Рида–Соломона. Кодирование осуществляется следующим обра-

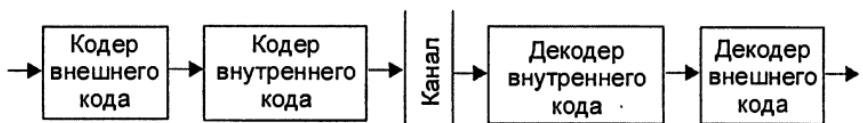


Рис. 3.13. Иллюстрация принципа каскадного кодирования-декодирования

зом. Блок из kK информационных символов разделяется на K подблоков, содержащих k двоичных символов каждый. Каждый подблок из k символов сначала преобразуется кодером внешнего кода в кодовое слово, содержащее N подблоков. Затем каждый из N подблоков преобразуется кодером внутреннего кода в двоичное кодовое слово, содержащее n символов. Множество N кодовых слов внутреннего кода является кодовым словом каскадного (Nn, Kk) кода с кодовой скоростью $R = Kk/(Nn)$.

Несмотря на сравнительно большую длину слова каскадного кода, сложность декодера увеличивается незначительно благодаря структурным свойствам каскадного кода, позволяющим осуществить декодирование в два этапа. Действительно, при декодировании на первом этапе декодером внутреннего кода N его кодовых слов преобразуются в N подблоков из k символов. Затем эти N подблоков декодируются в декодере внешнего кода в K подблоков из k символов каждый. Каскадные коды являются весьма мощным средством борьбы с независимыми и группирующимиися в пакеты ошибками. С помощью внешнего кода можно исправить независимые ошибки, а с помощью внутреннего – группирующиеся ошибки.

Наиболее распространенной конфигурацией кода является следующая: внешний код – код Рида–Соломона, внутренний код – сверточный код с малой длиной кодового ограничения и декодированием по алгоритму Витерби на основе мягких решений. Между кодером внешнего кода и кодером внутреннего кода обычно включается устройство перемежения символов, поскольку на выходе декодера Витерби ошибки имеют тенденцию к группированию.

3.8. МЕТОДЫ ПЕРЕМЕЖЕНИЯ

Изменение по определенному правилу естественного порядка следования символов в некоторой кодовой последовательности называют процедуру *перемежением* (Interleaving), обратную перемежению, принято называть *деперемежением* (deinterleaving). В результате выполнения процедуры деперемежения восстанавливается естественный порядок следования символов.

Методы перемежения-деперемежения обычно используются для разрушения пакетов ошибок, вызванных замираниями уровня принимаемого сигнала, и, следовательно, уменьшения степени

группирования ошибок в последовательности символов, поступающих на вход канального декодера. При перемежении передаваемое кодовое слово формируется из символов различных кодовых слов. Поэтому при деперемежении возникающий пакет ошибок разбивается на отдельные ошибки, принадлежащие различным кодовым словам. Иначе говоря, при деперемежении пакет ошибок трансформируется в последовательность независимых ошибок, для исправления которых, как правило, можно использовать менее мощный код. С увеличением глубины перемежения можно ожидать улучшения характеристик помехоустойчивости, поскольку при этом происходит ослабление корреляции ошибок. Но при этом возрастает задержка в доставке сообщения, связанная с выполнением процедур перемежения-деперемежения. Поэтому приходится принимать компромиссное решение между степенью улучшения характеристик помехоустойчивости и возможной задержкой.

Рассмотрим некоторые эффективные методы перемежения.

БЛОКОВОЕ ПЕРЕМЕЖЕНИЕ

При блковом перемежении кодовые слова длиной n символов записываются в виде таблицы шириной W и глубиной D символов, как показано на рис. 3.14.

Предположим, что $W=n$. Тогда строки таблицы представляют собой кодовые слова, содержащие k информационных символов и $(n-k)$ проверочных символов. После заполнения таблицы осуществляется последовательное считывание символов по столбцам и их передача по каналу связи. В приемнике выполняется обратная процедура – последовательная запись символов по столбцам до полного заполнения таблицы. Затем производится считывание символов по строкам таблицы и их декодирование. Такой перемежитель позволяет разрушить пакет ошибок длиной $l < D$, в результате чего в каждом кодовом слове будет не более одной ошибки.



Рис. 3.14. Блоковый перемежитель

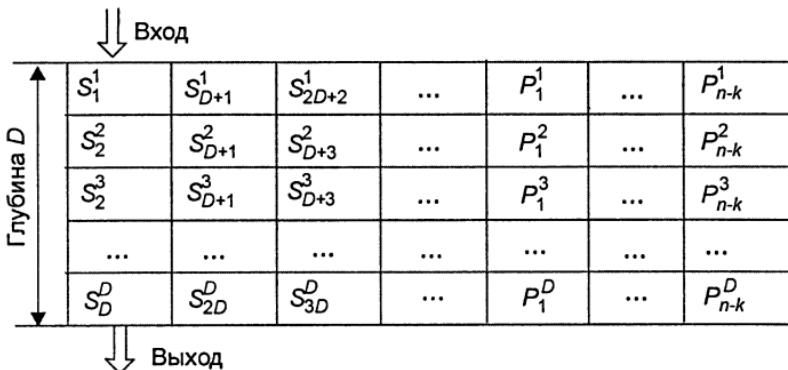


Рис. 3.15. Модифицированный блоковый перемежитель

Однако периодическая последовательность одиночных ошибок, отстоящих друг от друга на D символов, будет вызывать полное поражение ошибками некоторого одного слова. Задержка при выполнении процедур перемежения-деперемежения равна $2WD$ символов. Объем памяти и перемежителя и деперемежителя составляет WD символов.

Другой возможный вариант выполнения перемежителя изображен на рис. 3.15. Здесь информационные символы последовательно записываются по столбцам. Причем проверочные символы формируются из k информационных символов, разнесенных друг от друга в исходной последовательности на D символов. Считывание символов также осуществляется по столбцам. Преимуществом этого метода является передача информационных символов в естественном порядке следования и отсутствие задержки в перемежителе. Общая задержка составляет WD символов и обусловлена выполнением процедуры деперемежения. Параметры D и W перемежителя должны выбираться с таким расчетом, чтобы наиболее вероятные значения длины пакетов ошибок оказались меньше D .

Однако этот тип перемежителя не обладает устойчивостью по отношению к периодической последовательности одиночных ошибок, разнесенных на D символов. В этой ситуации все символы в строке оказываются ошибочными и канальный декодер переполняется.

МЕЖБЛОКОВОЕ ПЕРЕМЕЖЕНИЕ

При межблоковом перемежении в качестве входного блока принимается блок из NB символов, и каждый блок из N символов распределяется между следующими B выходными блоками. Пусть x и y представляют собой соответственно входной и выходной символы перемежителя. Тогда правило отображения t -го символа i -го входного блока в $(j+Bt)$ -й символ $(i+j)$ -го выходного блока можно определить следующим образом:



Рис. 3.16. Пример межблокового перемежения при $B=3$ и $N=2$

$$y(i+j, j+Bt) = x(i, m)$$

для всех i и при $j=m \bmod B$, $t=m \bmod N$.

Пример межблокового перемежения при $B=3$ и $N=2$ показан на рис. 3.16. Здесь символы i -го, $(i+1)$ -го и $(i+2)$ -го входных кодовых блоков обозначены соответственно a, b, c . Согласно приведенному правилу отображения

$$y(i+j, j+3t) = x(i, m)$$

для всех i и при $j=m \bmod 3$, $t=m \bmod 2$.

При

$$m=0 \text{ имеем } y(i, 0) = x(i, 0),$$

$$m=1 \text{ имеем } y(i+1, 4) = x(i, 1),$$

$$m=2 \text{ имеем } y(i+2, 2) = x(i, 2) \text{ и т.д.}$$

Отметим, что последовательно следующие символы i -го входного блока отображаются в символах очередных B выходных блоков с нерегулярным смещением позиций $(j+Bt)$ в каждом блоке. Такое нерегулярное смещение позволяет рандомизировать влияние периодической помехи, действующей в канале связи. Для однозначного отображения символов необходимо, чтобы B и N не имели общего делителя. Это ограничивает свободу выбора длины блока из BN символов. Недостатки такого метода перемежения состоят в том, что здесь выходные символы распределяются в пределах B блоков и общая задержка составляет B^2N символов (BN символов из-за необходимости запоминания $(B-1)BN$ входных блоков для выполнения процедуры распределения символов).

СВЕРТОЧНОЕ ПЕРЕМЕЖЕНИЕ

Структурная схема сверточного перемежителя-деперемежителя приведена на рис. 3.17. Предполагается, что имеется синхронизация мультиплексоров и демультиплексоров передатчика и при-

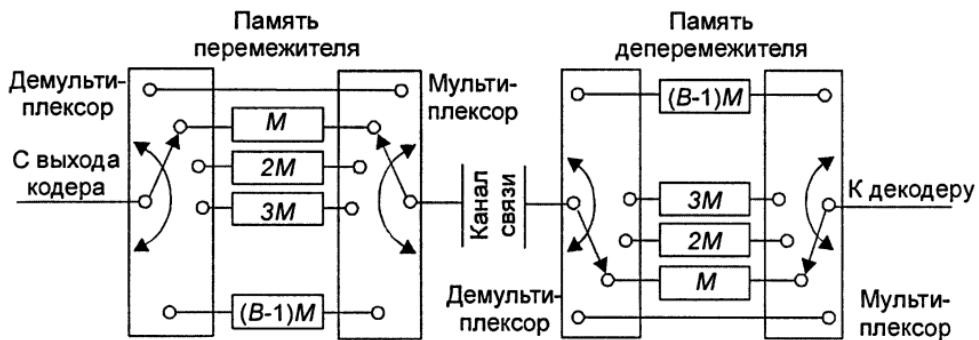


Рис. 3.17. Структурная схема сверточного пермежителя-деперемежителя

емника. Демультиплексор осуществляет последовательное подключение выхода кодера к различным строкам памяти перемежителя. Мультиплексор соответственно подключает вход декодера к различным строкам памяти деперемежителя. Каждая строка памяти представляет собой регистр сдвига, количество элементов задержки которого указано соответствующим числом, вписанным в прямоугольник. Первый элемент кодированной последовательности записывается в верхнюю строку и сразу же передается по каналу связи. Записывается он также в первую строку памяти деперемежителя, обеспечивающей задержку на $(B-1)M$ символов. Второй элемент кодированной последовательности записывается во вторую строку памяти перемежителя, обеспечивающей задержку на M символов. Таким образом, смежные символы кодированной последовательности оказываются разнесенными на M символов. Поэтому на них не оказывают влияние пакеты ошибок, длина которых не превышает M . При приеме второй символ дополнительно задерживается на $(B-2)M$ символов, так что общая задержка символов составляет $(B-1)M$ символов. Следует отметить, что все символы кодовой последовательности после перемежения и деперемежения имеют одинаковую задержку, поэтому порядок следования символов на выходе кодера и входе декодера сохраняется одним и тем же.

3.9. АВТОМАТИЧЕСКИЙ ЗАПРОС ПОВТОРНОЙ ПЕРЕДАЧИ

В некоторых системах связи между передатчиком и приемником имеется двусторонняя линия связи, которую можно использовать для уведомления передающей стороны о наличии ошибок в принятом сообщении и для запроса повторной передачи искаженного сообщения.

Системы с исправлением ошибок, в которых принятые сообщения, содержащие ошибки, многократно повторяются передаю-

щей стороной по запросам приемной стороны, принято называть системами с автоматическим запросом повторной передачи (АЗПП).

В системах с АЗПП на приемной стороне, как правило, выполняется только процедура обнаружения ошибок в принятом сообщении и не предпринимается никаких попыток их исправить. Поэтому в передаваемое сообщение вводится определенное количество избыточных битов или бит проверки на четность, образующих вместе с битами сообщения код с обнаружением ошибок. С увеличением количества избыточных битов возрастает обнаружающая способность кода. Так как кодирование с обнаружением ошибок является простым, эффективным и достаточно устойчивым методом выявления искаженных сообщений, то системы с АЗПП позволяют простыми средствами обеспечить надежную передачу сообщений от источника к потребителю по каналам связи с различными характеристиками. Поэтому АЗПП широко используется в системах передачи данных, в которых предъявляются повышенные требования к верности, например в компьютерной связи.

В соответствии с семиуровневой моделью взаимодействия открытых систем контроль ошибок относится к числу основных операций, которые могут выполняться на нескольких уровнях, в частности на транспортном уровне (4-й уровень) и уровне линий передачи данных (2-й уровень).

На уровне линий передачи данных пакеты сообщений, поступающие с выхода сетевого уровня (3-й уровня), перед передачей их в канал связи преобразуются в блоки (фреймы) путем добавления вспомогательных битов, образующих поля управления и проверки ошибок. На рис. 3.18 приведена примерная структура блока.

Длительность блока зависит от используемого протокола в линии передачи данных и может изменяться в пределах от 50 до 200 байт.

В общем случае система с АЗПП работает следующим образом. Принятые блоки, содержащие ошибки, повторно передаются до тех пор, пока они будут приняты без ошибок или ошибки в них не будут обнаружены. При этом обнаружение ошибок производится с помощью простого кода, обнаруживающего ошибки. Приемная сторона посыпает по надежному обратному каналу передающей стороне подтверждения: положительные (ПП) или отрицательные (ОП) для указания отсутствия или наличия ошибок в ранее пере-

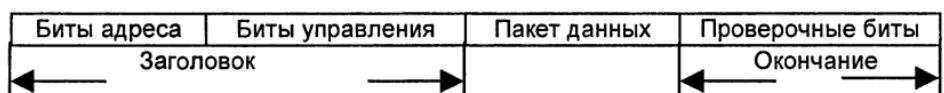


Рис. 3.18. Примерная структура блока

данном блоке. При получении положительного подтверждения передающая сторона передает очередной блок, а при получении отрицательного – повторяет передачу ранее переданного блока. В принципе, повторная передача одного и того же сообщения может происходить до тех пор, пока оно не будет принято без ошибок.

Из различных вариантов АЗПП можно выделить три базовых: АЗПП с остановом и ожиданием, АЗПП с возвращением на N блоков, АЗПП с селективным повторением.

АВТОМАТИЧЕСКИЙ ЗАПРОС ПОВТОРНОЙ ПЕРЕДАЧИ С ОСТАНОВОМ И ОЖИДАНИЕМ

При автоматическом запросе повторной передачи с остановом и ожиданием работа происходит следующим образом. Передающая и приемная стороны обмениваются сообщениями по полудуплексной линии связи. После передачи одного блока передающая сторона ожидает подтверждения со стороны приемной для того, чтобы передать очередной блок или повторить прежний. При получении блока приемная сторона передает в сторону передающей ПП, если принятый блок не содержит ошибок, и ОП, если принятый блок содержит ошибки. На рис. 3.19 изображена временная диаграмма, иллюстрирующая процедуру передачи сообщений в системе АЗПП с остановом и ожиданием.

Блоки сообщений B_1, B_2, B_3, \dots подлежат передаче. В момент времени t_0 передатчик передает блок B_1 и ожидает подтверждения со стороны приемника о качестве приема этого блока. Если в момент времени t_1 блок B_1 был принят без ошибок, то посыпается ПП1. Получив это подтверждение, передатчик в момент времени t_2 передает блок B_2 , в котором в приемнике обнаруживаются ошибки и в момент времени t_3 посыпается ОП2. Получив ОП2, передатчик в момент времени t_4 передает блок B_2 повторно и ожидает ПП или ОП, которые поступают в момент времени t_6 . При получении ПП3, как показано на рис. 3.19, передатчик передает B_3 и т.д.

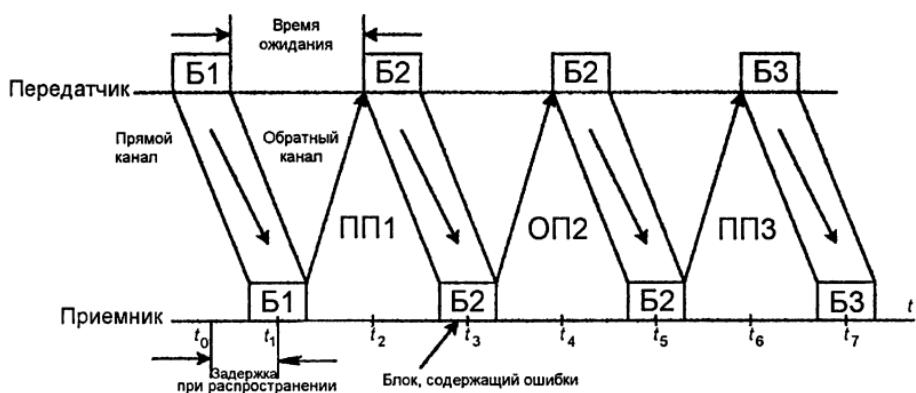


Рис. 3.19. Диаграмма передачи сообщений в системе АЗПП с остановом и ожиданием

Очевидно, что при реализации АЗПП с остановом и ожиданием на передающем конце необходимо иметь буферное запоминающее устройство соответствующего объема для хранения передаваемых блоков сообщений до получения положительного подтверждения о приеме соответствующего блока.

Достоинство АЗПП с остановом и ожиданием заключается в его простоте. Однако он не очень приспособлен для современных высокоскоростных систем передачи цифровых сообщений из-за неэффективного использования канала связи из-за потерь времени на ожидание подтверждения перед передачей очередного блока. Эти потери становятся особенно существенными при характерных для спутниковых линий связи значительных задержках при распространении, превышающих время передачи блока.

АВТОМАТИЧЕСКИЙ ЗАПРОС ПОВТОРНОЙ ПЕРЕДАЧИ С ВОЗВРАЩЕНИЕМ НА N БЛОКОВ

В этом варианте АЗПП осуществляется непрерывная передача без ожидания подтверждений между блоками. Здесь между передатчиком и приемником необходимо иметь полнодуплексную линию, позволяющую передавать последовательность блоков сообщений, не ожидая получения положительного подтверждения. Фактически ПП можно даже не передавать. После обнаружения блока, содержащего ошибки, приемная сторона посылает ОП и отбрасывает этот и все последующие блоки до тех пор, пока ошибочный блок не будет принят без ошибок. При получении ОП в передатчике прерывается передача текущего блока и передаются ошибочный и все последующие блоки. Здесь также вводится нумерация блоков целыми числами $\ell=0,1,2,\dots,2^k-1$, а в структуру блока – поле номеров (k – количество разрядов в поле номеров).

На рис. 3.20 изображена временная диаграмма, иллюстрирующая процедуру передачи сообщений в системе с АЗПП с возвращением на N блоков в случае $N=7$ ($k=3$). Передатчик передает последовательность блоков с номерами $B_0, B_1, B_2, \dots, B_6$. Как показано на рис. 3.20, в приемнике обнаруживается блок, содержащий

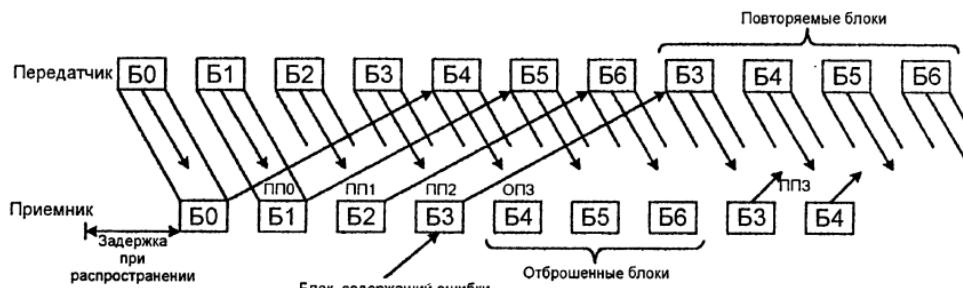


Рис. 3.20. Диаграмма передачи сообщений в системе АЗПП с возвращением на N блоков

ошибки (Б3), посыпается ОПЗ передатчику и отбрасываются этот и все последующие блоки Б4, Б5, Б6, которые уже были переданы передатчиком до получения ОПЗ из-за задержки при распространении. Получив ОПЗ, передатчик повторно передает блоки Б3, Б4, Б5, Б6 и далее последующие блоки Б0, Б1, Б2, ... (здесь нумерация блоков производится по $\text{mod } 2^k$). При обнаружении ошибок в любом последующем блоке эта процедура повторяется, начиная с блока, содержащего ошибки.

АЗПП с возвращением на N блоков является более эффективным по сравнению с АЗПП с остановом и ожиданием, поскольку здесь исключаются потери времени на ожидание подтверждений. Потери эффективности здесь связаны с отбрасыванием всех блоков, следующих за ошибочным блоком, даже если эти блоки не содержат ошибок.

АВТОМАТИЧЕСКИЙ ЗАПРОС ПОВТОРНОЙ ПЕРЕДАЧИ С СЕЛЕКТИВНЫМ ПОВТОРЕНИЕМ

Чтобы исключить потери эффективности, связанные с необходимостью повторной передачи безошибочных блоков, можно использовать процедуру селективного повторения. Здесь, как и в предыдущем варианте, необходима полнодуплексная линия связи. На рис. 3.21 изображена временная диаграмма, иллюстрирующая процедуру передачи сообщений в системе с АЗПП и селективным повторением. Передатчик передает последовательность блоков Б1, Б2, Б3, В приемнике обнаруживаются ошибки в блоке Б3 и посыпается ОПЗ передатчику. Однако до его получения блоки Б4, Б5 и Б6 оказываются уже переданными. При получении ОПЗ в передатчике прекращается передача и вместо текущего блока Б7 повторно передается блок Б3, а затем передача блоков возобновляется в естественном порядке.

Последовательность принятых блоков Б4, Б5, Б6, не содержащих ошибок, запоминается в приемнике до тех пор, пока не будет безошибочно принят блок Б3 и введен в соответствующее место для восстановления естественного порядка следования блоков в последовательности Б3, Б4, Б5, Б6, ...

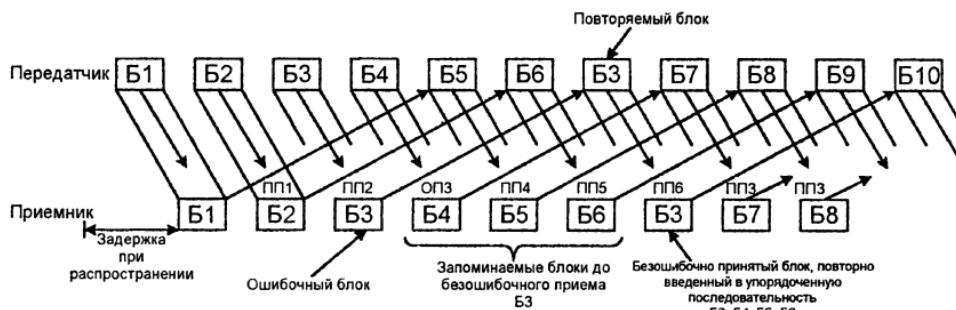


Рис. 3.21. Диаграмма передачи сообщений в системе с селективным повторением

Если блок Б3 будет безошибочно принят после первой повторной передачи, то запоминаются блоки Б4, Б5 и Б6. Однако, если в блоке Б3 будут обнаружены ошибки при повторной передаче, то возникает необходимость повторить его передачу еще раз. В этом случае надо запоминать блоки Б4, Б5, Б6, Б7, Б8, Б9. Требование многократных повторных передач приводит к увеличению объема буферного запоминающего устройства. Поскольку теоретически повторные передачи могут быть неограниченными, то при конечном объеме буферного запоминающего устройства возможно его переполнение. В практических используемых системах с АЗПП и селективным повторением для предотвращения этого события предусматривается специальный механизм прерываний.

Характеристики систем с АЗПП принято оценивать двумя величинами: относительной пропускной способностью и вероятностью необнаруженной ошибки в битах данных. Относительная пропускная способность определяется как отношение среднего числа битов сообщения, доставляемых получателю в единицу времени, к среднему числу битов, передаваемых в системе в единицу времени. Таким образом, значение относительной пропускной способности всегда меньше 100 %. Например, при использовании кода, обнаруживающего ошибки, имеющего кодовую скорость $R_k=0,98$, относительная пропускная способность при безошибочной передаче должна составлять 98 %. Очевидно, что повторные передачи будут снижать значение относительной пропускной способности.

Список литературы к главе 3

1. Галлагер Р. Теория информации и надежная связь: Пер. с англ. / Под ред. М.С. Пинскера и Б.С. Цыбакова. – М.: Сов. Радио, 1974. – 304 с.
2. Витерби А.Д., Омара Дж.К. Принципы цифровой связи и кодирования: Пер. с англ. / Под ред. К.Ш. Зигангирова. – М.: Радио и связь, 1982. – 536 с.
3. Кларк Дж. мл., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи: Пер. с англ. / Под ред. Б.С. Цыбакова. – М.: Радио и связь, 1987. – 392 с.
4. Берлекамп Э. Алгебраическая теория кодирования: Пер. с англ. / Под. ред. С.Д. Бирмана. – М.: Мир, 1971. – 477 с.
5. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки: Пер. с англ. / Под ред. Р.Л. Добрушина и С.И. Самойленко. – М.: Мир, 1976. – 576 с.
6. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки: Пер. с англ. / Под ред. К.Ш. Зигангирова. – М.: Мир, 1986. – 576 с.
7. Касами Т., Токура Н., Ивадари Е., Инагаки Я. Теория кодирования: Пер. с англ. / Под ред. Б.С. Цыбакова и С.И. Гельфанда. – М.: Мир, 1978. – 576 с.
8. Forney G.D., Gallager R.G., Lang G.R., Longstaff F.M., Qureshi S.U. Efficient modulation for band-limited channels // IEEE Trans. – 1984. – Vol. SAC-2, № 9. – P. 632–647.
9. Forney G.D., Jr. The Viterby algorithm // Proc. of IEEE. – 1973. – Vol. 61, № 3. – P. 268–278.

Глава 4

МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА

4.1. ОСНОВНЫЕ ТЕРМИНЫ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Методы модуляции с расширением спектра сигналов первоначально нашли применение в военных и специальных системах связи, для которых характерны низкая вероятность перехвата и повышенная помехозащищенность [1]. Эти методы лежат в основе так называемой технологии расширения спектра сигналов, которая в последнее время начинает широко использоваться в коммерческих системах связи [2].

Технология расширения спектра сигналов заключается в преднамеренном увеличении в передатчике полосы частот, занимаемой сигналом-переносчиком сообщений и существенно превышающей ту, которая необходима для передачи с требуемыми скоростью и уровнем искажений, и обратном ее уменьшении до информационной полосы частот в приемнике системы связи. В результате выполнения операции расширения спектра происходит уменьшение уровня спектральной плотности передаваемого сигнала, что затрудняет обнаружение факта работы системы связи и перехват передаваемых сообщений.

Благодаря низкому уровню спектральной плотности излучаемых сигналов с расширенным спектром системы связи могут использовать занятые участки радиочастотных диапазонов, не создавая существенных помех другим системам связи и службам.

При обратной операции сжатия спектра происходит восстановление первоначального спектра сигнала-переносчика сообщений и расширение, «размазывание» спектра сигналов преднамеренных и непреднамеренных помех. А поскольку в информационную полосу попадает лишь часть энергии сигналов, «размытой» в широкой полосе частот, то в результате обеспечивается увеличение отношения мощностей сигнала и помехи (отношение сигнал/помеха), определяемое соотношением полос до и после сжатия спектра сигнала. Процесс ослабления помехи при обработке сигналов с расширенным спектром условно показан на рис. 4.1.

Известны несколько методов модуляции с расширением спектра сигнала, которые можно классифицировать в соответствии с

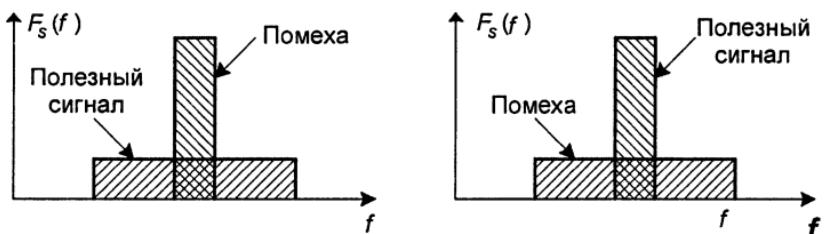


Рис. 4.1. Спектры сигнала и помехи при обработке сигналов с расширенным спектром

тем, по какому из четырех основных параметров радиосигнала: амплитуде, фазе, частоте или временному положению (задержке) осуществляется модуляция сигналом, расширяющим спектр.

Поскольку для обеспечения высокого КПД выходных каскадов передатчика амплитуду желательно сохранять постоянной, то к настоящему времени наибольшее распространение получили методы расширения спектра сигналов, основанные на изменении их фазы, частоты и временного положения (задержки) в соответствии с некоторым законом. Среди этих методов можно выделить следующие базовые:

- непосредственная модуляция несущей частоты псевдослучайной последовательностью (ПСП), иначе псевдослучайная частотная или фазовая манипуляция; в результате формируется так называемый сигнал с прямым расширением спектра (DSSS);
- программная перестройка рабочей частоты (ППРЧ), приводящая к формированию сигнала со скачкообразным изменением несущей частоты (FHSS);
- программная перестройка временного положения импульсных сигналов или псевдослучайная время-импульсная модуляция (ПВИМ). В итоге получаются импульсные сигналы со скачкообразным изменением временного положения (THSS);
- частотная модуляция по линейному закону (ЛЧМ); в этом случае мгновенная частота радиосигнала в течение интервала времени, равного длительности сигнала T_s , либо нарастает, либо убывает по линейному закону (Chirp Modulation) и в результате формируются ЛЧМ сигналы с различными законами изменения частоты.

Рассмотрим систему связи, в которой осуществляется передача дискретных сообщений со скоростью R_b , бит/с. После модуляции с расширением спектра полоса передаваемого сигнала увеличивается до W_{ss} , Гц, причем $W_{ss} \gg R_b$. Величину W_{ss} будем называть шириной полосы сигнала с расширенным спектром. Предположим, что в канале связи кроме обычного теплового шума, имеющего одностороннюю спектральную плотность N_0 , Вт/Гц, действует помеха мощностью P_j , которая распределена в пределах полосы W_j . После сжатия спектра ширина полосы полезного сигнала

ла снова становится равной R_b , а спектральная плотность помехи – равной $N_J = P_J/W_J$. При этом спектральная плотность теплового шума останется неизменной. Отношение энергии сигнала, приходящейся на бит сообщения, к спектральной плотности эквивалентного шума определяется выражением

$$\frac{E_b}{N_{0e}} = \frac{E_b}{N_0 + N_J} = \frac{P_s/R_b}{N_0 + P_J/W_{ss}}. \quad (4.1)$$

Если мощность помехи намного больше мощности теплового шума, то $N_J \gg N_0$, и (4.1) можно представить в следующем виде:

$$\frac{E_b}{N_{0e}} \approx \frac{E_b}{N_J} = \frac{P_s}{P_J} \frac{W_J}{R_b}, \quad (4.2)$$

где P_s/P_J – отношение мощностей полезного сигнала и помехи, а $W_J/R_b = G$ – коэффициент расширения полосы или выигрыш при обработке сигналов системы.

Так как при оптимальной демодуляции сигналов вероятность ошибки зависит только от значения отношения E_b/N_{0e} , то максимально допустимое превышение мощности помехи над мощностью сигнала полностью определяется значением выигрыша при обработке G . Если учесть возможные энергетические потери L_s при реализации системы связи, то максимально допустимое превышение мощности помехи над мощностью сигнала, выраженное в децибеллах будет определяться так называемым коэффициентом помехозащищенности

$$M_J = G - L_s - E_b/N_{0e}. \quad (4.3)$$

Например, при $R_b=5$ кбит/с, $W_{ss}=20$ МГц, $E_b/N_{0e}=20$ и $L_s=2$ коэффициент помехозащищенности $M_J=36$ дБ – 13 дБ – 3 дБ = 20 дБ, т.е. мощность помехи может превышать мощность сигнала в 100 раз.

4.2. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА МЕТОДОВ МОДУЛЯЦИИ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА

ПРЯМОЕ РАСШИРЕНИЕ СПЕКТРА

Обобщенная структурная схема системы связи, использующей сигналы с прямым расширением спектра, изображена на рис.4.2. Она содержит источник дискретных сообщений, модулятор первой ступени, модулятор второй ступени, синтезатор частот, преобразователь частоты вверх, усилитель мощности, передающую и приемную антенны, преселектор, малошумящий усилитель, преобразователь частоты вниз, синтезатор частот, демодулятор второй ступени, демодулятор первой ступени, блоки поиска и синхронизации.

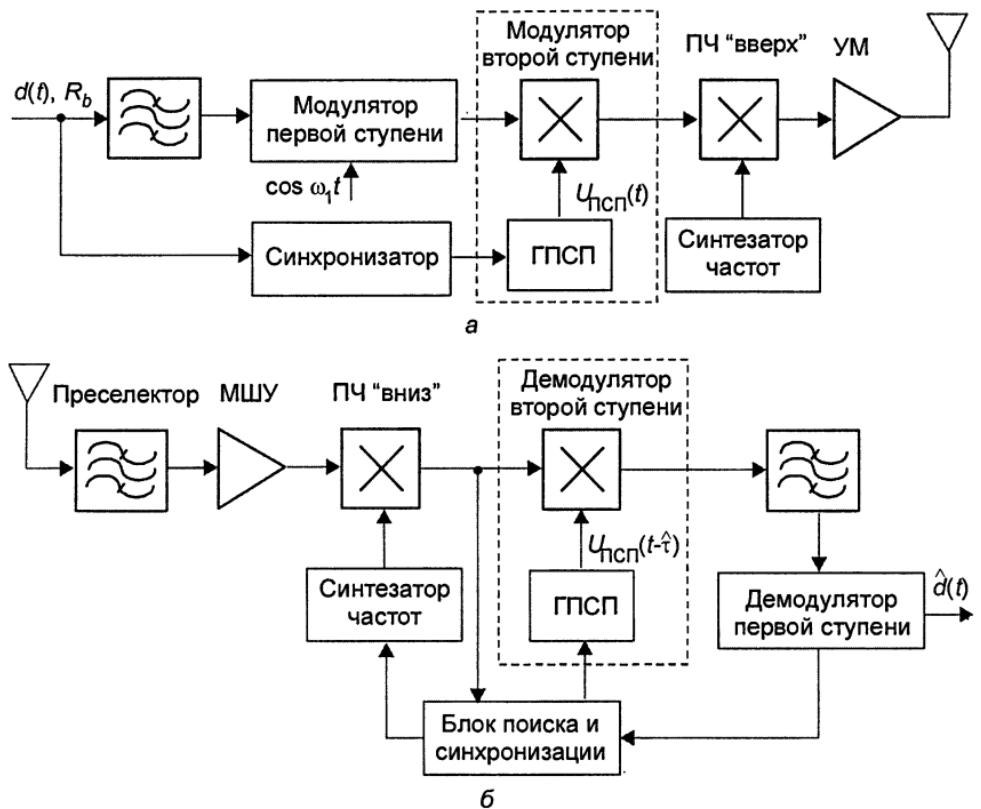


Рис. 4.2. Структурная схема системы связи, использующей сигналы с прямым расширением спектра:
а – передающая часть; б – приемная часть

В модуляторе первой ступени осуществляется модуляция сигнала, как правило, промежуточной частоты сигналом передаваемого дискретного сообщения $d(t)$. На первой ступени модуляции могут быть использованы все рассмотренные ранее традиционные и нетрадиционные виды модуляции: фазовая (ФМ), частотная (ЧМ) и спектрально-эффективные: квадратурная, фазовая, квадратурная фазовая со сдвигом, квадратурная фазовая с фазовым сдвигом $\pi/4$, частотная с минимальным частотным сдвигом и частотная с минимальным частотным сдвигом и гауссовой предмодуляционной фильтрацией. В результате формируется сигнал

$$s_1(t) = \operatorname{Re} \{ A_1 \exp [j(2\pi f_1 t + \theta(t) + \theta_0(t))] \}, \quad (4.4)$$

где A_1 – амплитуда сигнала; f_1 – частота модулируемого гармонического колебания; $\theta(t)$ – изменения фазы, обусловленные передаваемым сообщением и зависящие от вида используемой модуляции; $\theta_0(t)$ – случайная начальная фаза.

В модуляторе второй ступени осуществляется расширение спектра сигнала путем балансной модуляции сигналом расширения спектра в виде двоичной псевдослучайной последовательности (ПСП), формируемой генератором (ГПСП). На выходе модулятора второй ступени формируется сигнал с расширенным спектром

$$s_2(t) = \operatorname{Re} \{A_2 U_{\text{ПСП}}(t) \exp [j(2\pi f_1 t + \theta(t) + \theta_0(t))]\}, \quad (4.5)$$

где

$$U_{\text{ПСП}}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n U_{T_0}(t - nT_0);$$

c_n – элементы ПСП, принимающие значения ± 1 ; $U_{T_0}(t)$ – функция, описывающая форму одиночного импульса сигнала ПСП.

После переноса на частоту излучения f_0 и усиления передается сигнал

$$s(t) = \operatorname{Re} \{AU_{\text{ПСП}}(t) \exp [j(2\pi f_0 t + \theta(t) + \theta_0)]\}. \quad (4.6)$$

В приемнике после предварительной селекции и усиления принимаемый сигнал переносится на промежуточную частоту для последующей обработки. В демодуляторе второй ступени осуществляется сжатие спектра входного сигнала путем его перемножения с опорной ПСП и последующей полосовой фильтрации. В результате на выходе полосового фильтра формируется сигнал

$$\hat{s}_2(t) = \operatorname{Re} \{KA_2 \overline{U_{\text{ПСП}}(t-\tau)U_{\text{ПСП}}(t-\hat{\tau})} \exp [j(2\pi f_1 t + \theta(t) + \theta_0(t))]\}, \quad (4.7)$$

где K – коэффициент передачи приемопередающего тракта и среды распространения, черта сверху – символ временного усреднения; τ и $\hat{\tau}$ – соответственно задержка модулирующей ПСП в точке приема и ее оценка, формируемая в блоке поиска и синхронизации.

При $\tau=\hat{\tau}$ модуляция, расширяющая спектр сигнала, полностью устраняется и получается сигнал

$$s_1(t) = \operatorname{Re} \{KA_2 \exp [j(2\pi f_1 t + \theta(t) + \theta_0)]\}, \quad (4.8)$$

который поступает на вход демодулятора первой ступени, где осуществляется выделение передаваемого сообщения $\hat{d}(t)$.

Таким образом, необходимым условием сжатия спектра входного сигнала является наличие «жесткой» временной синхронизации модулирующей и опорной ПСП. Она обеспечивается блоком поиска и синхронизации и осуществляется в два этапа: на первом – устраняется начальная неопределенность в результате выполнения процедуры поиска с точностью до длительности T_0 элемента ПСП, на втором – точная синхронизация. За счет работы следящей системы (системы слежения за задержкой) ошибки синхронизации уменьшаются до значений, не превышающих $(0,05 \dots 0,1)T_0$ [4.3].

Поиск осуществляется, например, путем последовательного временного сдвига на величину $0,5T_0$ опорной ПСП через интервалы времени T_a и проверки наличия синхронизации модулирующей и опорной ПСП с помощью коррелятора и решающего устройства. Если сигнал на выходе коррелятора превышает пороговое значение, устанавливаемое в соответствии с выбранным критерием обнаружения, то поиск прекращается и включается система слежения за задержкой.

Система слежения за задержкой содержит временной дискриминатор, сглаживающий фильтр, перестраиваемый генератор тактовых импульсов и генератор опорных ПСП. Временной дискриминатор формирует управляющее напряжение под воздействием которого изменяется задержка тактовых импульсов и опорных ПСП до тех пор, пока управляющее напряжение не станет равным или близким нулю.

Трудности синхронизации генератора опорных ПСП с точностью до нескольких наносекунд ограничивают частоту следования символов ПСП значениями порядка десятков мегасимволов на секунду. Это означает, что ширина спектра W_{ss} сигнала при таком методе расширения спектра не может превышать нескольких десятков мегагерц.

Определим значение выигрыша при обработке, обеспечивающего сигналом с прямым расширением спектра, полагая, что для передачи символов сообщения используется двоичная фазовая манипуляция, а для расширения спектра – двоичная случайная последовательность импульсов прямоугольной формы длительностью T_0 и равновероятным появлением значений амплитуды $+A$ и $-A$.

Спектральная плотность такой последовательности определяется следующим выражением:

$$F_s(f) = A^2 T_0 \frac{\sin^2(\pi f T_0)}{(\pi f T_0)^2} = \frac{A^2 T_b}{L} \frac{\sin^2(\pi f T_b / L)}{(\pi f T_b / L)}, \quad (4.9)$$

где T_b – длительность двоичного символа сообщения (бита); $L = T_b/T_0$ – отношение длительности двоичных символов передаваемого сообщения и последовательности, используемой для расширения спектра.

График спектральной плотности сигналов с прямым расширением спектра, построенный для положительных частот, изображен на рис.4.3. Там же показан график спектральной плотности обычного сигнала с двоичной фазовой манипуляцией. При его построении учтено соотношение длительностей импульсов модулирующих сигналов.

Если ширину полосы частот сигналов определить по первым нулям спектральной плотности, то выигрыш при обработке, обеспечивающей сигналом с прямым расширением спектра, будет определяться следующим выражением:

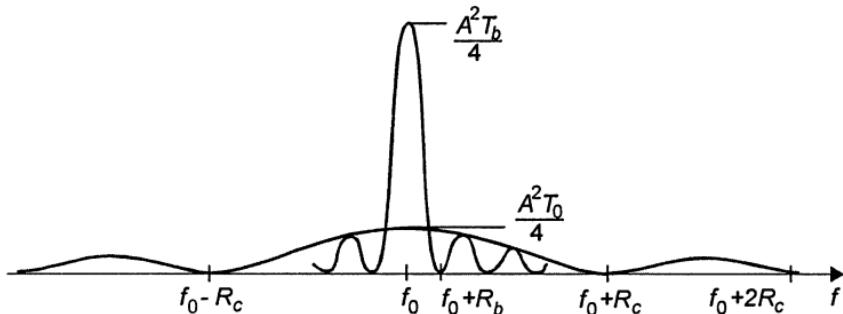


Рис. 4.3. Спектральные плотности сигнала с прямым расширением спектра и обычного сигнала с двоичной фазовой манипуляцией

$$G = \frac{W_{ss}}{W_d} = \frac{2T_b}{T_0} = \frac{2R_c}{R_b}, \quad (4.10)$$

где R_c – частота следования символов последовательности, используемой для расширения спектра, W_d – ширина полосы сигнала передаваемого сообщения.

Например, при $R_c = 48$ Мсимв/с, $R_b = 4,8$ кбит/с имеем $G = 210^4$ или 43 дБ.

ПРОГРАММНАЯ ПЕРЕСТРОЙКА РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

Обобщенная схема системы связи, использующей сигналы с программной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ сигналы), изображена на рис. 4.4. В основном она содержит те же элементы, что и система, показанная на рис. 4.1. Отличие состоит в лишь том, что цифровые синтезаторы частот в преобразователях частот «вверх» и «вниз» являются программно-перестраиваемыми по псевдослучайному закону. Здесь в явном виде отсутствуют модулятор и демодулятор второй ступени, а их функции выполняют преобразователи частот «вверх» и «вниз».

На выходе преобразователя частоты «вверх» формируется сигнал

$$s_2(t) = \operatorname{Re} \{ A_2 c(t) \exp [j(2\pi f_0 t + \theta(t))] \}, \quad (4.11)$$

где

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} U_{T_0}(t - nT_0) \exp \{ j(2\pi f_n t + \theta_n) \}; \quad (4.12)$$

$U_{T_0}(t)$ – функция, описывающая форму одиночного импульса длительностью T_0 ; $\{\theta_n\}$ – последовательность случайных фаз, возникающих при перестройке частоты на n -м интервале времени длительностью T_0 ; $\{f_n\}$ – псевдослучайная последовательность частотных сдвигов; $\theta(t)$ – изменения фазы, обусловленные модуляцией сигналом передаваемого сообщения.

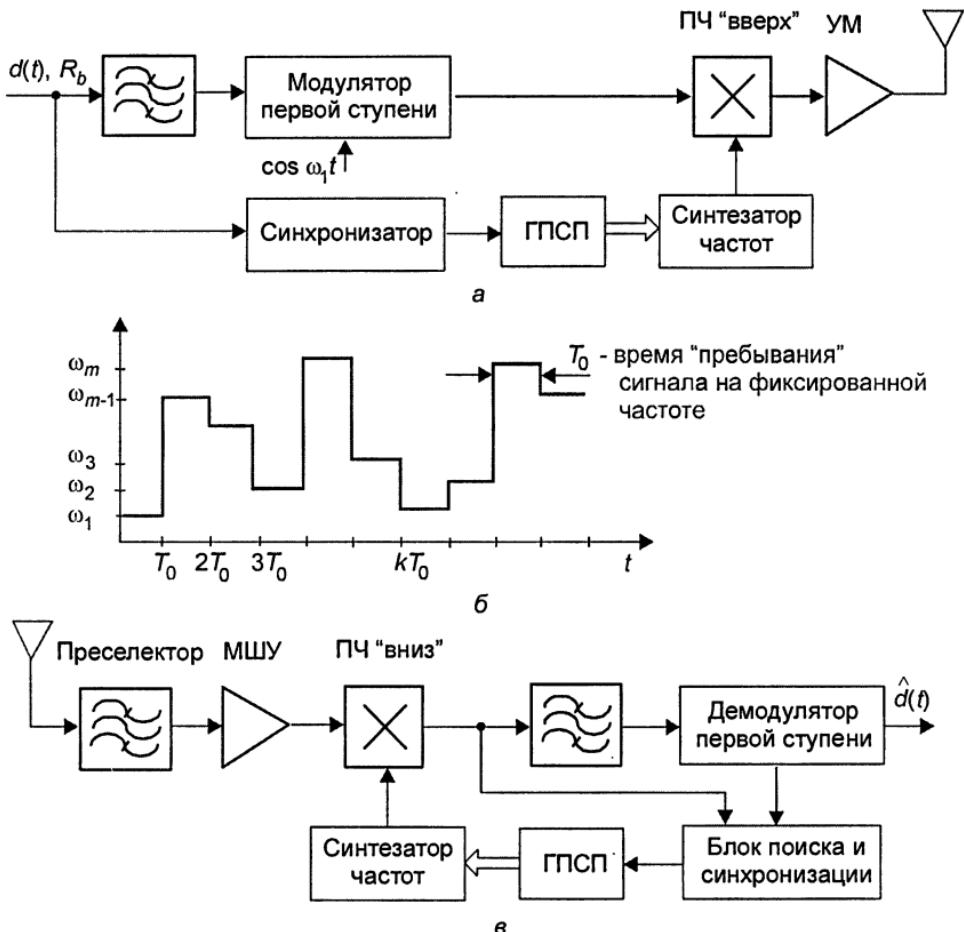


Рис. 4.4. Структурная схема системы связи, использующей сигналы с программной перестройкой рабочей частоты:
а – передающая часть; б – закон изменения частоты несущей;
в – приемная часть

Традиционно программная перестройка рабочей частоты используется в сочетании с двоичной многопозиционной частотной манипуляцией сигналом передаваемого сообщения. Перестройка частоты осуществляется путем непосредственного управления синтезатора сегментами ПСП, содержащими k символов. В результате диапазон изменения частоты несущей содержит 2^k различных частот. При достаточно широком диапазоне и высокой скорости перестройки трудно сохранить непрерывность фазы несущей (фазовую когерентность). Этим объясняется включение последовательности $\{\theta_n\}$ в модель сигнала (4.12).

Если рассматривать кратковременный спектр сигнала с ППРЧ, например, при усреднении за длительность интервала перестройки T_0 , то ширина полосы будет почти такой же, как и обычного ЧМ сигнала. При длительном усреднении спектр и соответственно ши-

рина полосы частот сигнала с ППРЧ будет определяться диапазоном перестройки частот синтезатора, которая может достигать нескольких гигагерц. Это значительно превышает значения, получаемые при прямом расширении спектра.

В преобразователе частоты «вниз» приемника частота опорного сигнала отличается от частоты принимаемого сигнала на значение промежуточной частоты f_1 . Поэтому на выходе преобразователя частоты «вниз»

$$\hat{s}_2(t) = \operatorname{Re} \{KA_2 \exp [j(2\pi f_1 t + f_0(t - \hat{\tau}) - f_0(t - \tau) - \theta(t))]\}. \quad (4.13)$$

При $\hat{\tau}=\tau$ изменение частоты по закону ПСП полностью устраивается, спектр входного сигнала сжимается и получается сигнал

$$\hat{s}_2(t) = \operatorname{Re} \{KA_2 \exp [j(2\pi f_1 t - \theta(t) - \theta_0)]\}, \quad (4.14)$$

который поступает на вход демодулятора, осуществляющего выделение сигнала передаваемого сообщения $\hat{d}(t)$.

Таким образом, необходимым условием сжатия спектра является совпадение по форме управляющих сигналов $s(t)$ и $\hat{s}(t)$, определяющих изменение частоты соответственно входного и опорного сигналов. Выполнение этого условия обеспечивается блоком поиска и синхронизации в результате реализации процедур поиска и слежения, аналогичных тем, которые были рассмотрены выше.

В зависимости от соотношения между длительностями модулирующего (T_s) и управляющего перестройкой частоты (T_0) сигналов различают медленную (МППРЧ) и быструю (БППРЧ) программную перестройку рабочей частоты. В первом случае в течение интервала перестройки T_c может передаваться несколько символов сообщения, а во втором – один и тот же символ сообщения многократно передается на нескольких несущих частотах. Поэтому выполняются следующие соотношения:

$$\left. \begin{array}{l} T_0 = NT_s \\ R_c = R_s/N \end{array} \right\} \text{для медленной ППРЧ}; \quad (4.15)$$

$$\left. \begin{array}{l} T_0 = T_s/N \\ R_c = NR_s \end{array} \right\} \text{для быстрой ППРЧ}. \quad (4.16)$$

Таким образом, скорость передачи элементов сигнала (скорость манипуляции) здесь определяется максимальной из двух величин $R_s=1/T_s$ и $R_c=1/T_0$ и равна тактовой частоте.

Шаг перестройки, или расстояние между соседними частотами, определяется скоростью манипуляции, т.е. видом ППРЧ. В частности, при $R_c=R_s$ и использовании ППРЧ в сочетании с многопозиционной частотной манипуляцией шаг перестройки равен расстоянию между соседними частотами сигнала с многопозиционной частотной манипуляцией. В случае некогерентной демодуляции, а

именно этот алгоритм чаще всего используется в системах ППРЧ/МЧМ для соблюдения условия ортогональности сигналов в усиленном смысле, расстояние между соседними частотами выбирается кратным R_s . При минимальном частотном разносе R_s в пределах всей полосы частот W_{ss} размещаются $M=W/R_s$ рабочих частот или частотных каналов с равномерным шагом. Эти рабочие частоты в одном из вариантов можно разбить на M_c неперекрывающихся частотных групп, каждая из которых занимает полосу шириной $mR_s = mR_c$ (m – кратность частотной манипуляции). Пусть частоты, отображающие символы передаваемого сообщения, располагаются симметрично относительно текущей частоты несущей. Тогда центральные частоты $M_c=2^k$ частотных групп будут определять множество программно перестраиваемых рабочих частот. Перестройка осуществляется с помощью цифрового синтезатора частот, управляемого k -разрядными сегментами ПСП, формируемой генератором ПСП. Частота передаваемого сигнала в интервале времени T_s определяется комбинацией текущей частоты несущей и частоты, отображающей символ передаваемого сообщения. В другом варианте допускается перекрытие соседних частотных групп, содержащих m частот, при минимальном расстоянии между ними равном R_c .

Пусть, как и в предыдущем варианте, центральные частоты частотных групп определяют множество программно перестраиваемых рабочих частот. Количество частот в множестве в этом случае увеличивается с $M_c=M/m$ до $M-(m-1)$, т.е. $M \gg m$ (приблизительно в m раз). Определим значение выигрыша при обработке, обеспечиваемого сигналом с программной перестройкой рабочей частоты.

Если в синтезаторе формируется M частот с шагом Δf , то занимаемая сигналом с программной перестройкой рабочей частоты ширина полосы частот

$$W_{ss} = M\Delta f + 2R_s \text{ (медленная ППРЧ)}, \quad (4.17)$$

$$W_{ss} = M\Delta f + 2R_c \text{ (быстрая ППРЧ)}.$$

В случае медленной перестройки $\Delta f=R_s$ и $W_c=R_s$, поэтому

$$G_{M\text{ППРЧ}} = W_{ss}/W_c = (MR_s + 2R_s)/R_s = (M+2) \approx M. \quad (4.18)$$

В случае быстрой перестройки один и тот же символ сообщения передается на N различных частотах (кратность повторения равна N), поэтому $\Delta f=R_c=R_sN$ и выигрыш

$$G_{B\text{ППРЧ}} = W_{ss}/W_c = (MR_sN + 2R_sN)/R_s = (MN+2) \approx MN. \quad (4.19)$$

Таким образом, для сигналов с быстрой ППРЧ выигрыш при обработке определяется не только количеством используемых частот M , но и кратностью повторения.

Следует подчеркнуть, что в случае быстрой ППРЧ при определении коэффициента помехозащищенности необходимо учитывать дополнительные энергетические потери, связанные с некогерентным сложением $N=R_c/R_s$ элементов сигнала, передаваемых на различных частотах. Это сложение осуществляется при формировании статистики, по которой производится оценка символа передаваемого сообщения в демодуляторе.

В заключение отметим, что линейную частотную модуляцию сигнала несущей в пределах длительности T_s элемента сигнала можно рассматривать как частный случай ППРЧ. Поэтому структурная схема системы связи с использованием ЛЧМ сигналов имеет структурную схему, подобную изображенной на рис.4.3.

ПРОГРАММНАЯ ПЕРЕСТРОЙКА ВРЕМЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Характерной особенностью системы связи с программной перестройкой временного положения сигналов, изображенной на рис.4.5, является импульсный режим передачи. Поэтому для непрерывных источников дискретных сообщений передача осуществляется после предварительного преобразования в пакеты длительностью T_p в пределах цикла длительностью T_F . Пакет занимает определенный временной интервал (слот) в пределах цикла, а номер временного интервала определяется сегментом псевдослучайной последовательности, формируемой ГПСП. Устройство формирования пакетов осуществляет временное сжатие последовательностей символов передаваемого сообщения (трансформацию скорости). При этом скорость передачи по отношению к исходной увеличивается пропорционально коэффициенту сжатия. Отношение T_F/T_p характеризует скважность передачи. Для сохранения энергетического потенциала радиолинии неизменным приходится увеличивать излучаемую мощность пропорционально скважности.

Последовательность импульсных сигналов с программной перестройкой временного положения может быть представлена следующим образом:

$$s(t) = \operatorname{Re} \{ A c(t) \exp [j(2\pi f_0 t + \theta(t) + \theta_0)] \},$$

где

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} U_{T_p} \left[t - \left(n + \frac{c_n}{M} \right) T_F \right],$$

$U_{T_p}(t)$ – единичный импульс длительности T_p ; M – количество временных слотов; c_n – псевдослучайное число с равномерным законом распределения в интервале $[1, M]$; $\theta(t)$ – изменения фазы, вызванные модуляцией сигналом передаваемого сообщения.

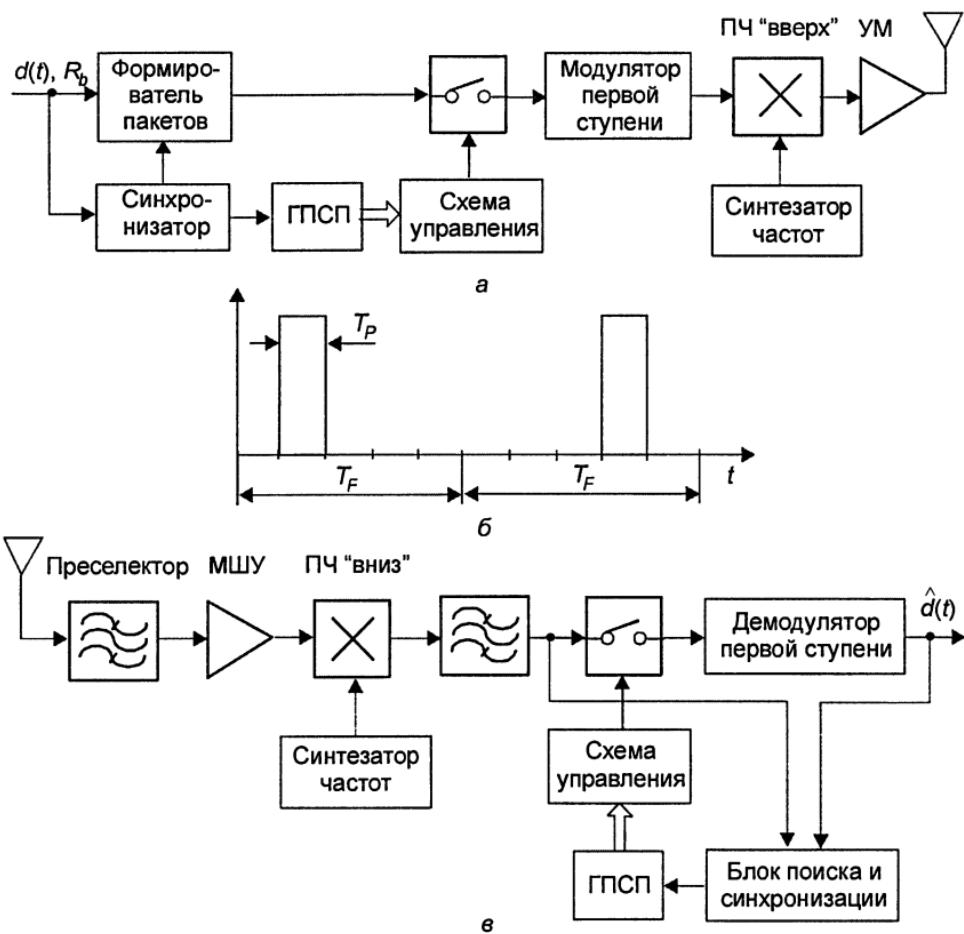


Рис. 4.5. Структурная схема системы связи, использующей сигналы с программной перестройкой временного положения (псевдослучайной время-импульсной модуляцией):
а – передающая часть; б – временная диаграмма работы радиолинии;
в – приемная часть

Для обеспечения приема переданных пакетов необходимо, чтобы в приемнике ключ замыкался точно в ожидаемые моменты прихода пакетов. Это достигается путем строгого временного согласования генераторов ПСП передатчика и приемника. При выполнении этого условия ослабление помех происходит в результате временной селекции полезных сигналов. Определим значение выигрыша при обработке, обеспечиваемого при программной перестройке временного положения сигналов. Допустим, что в пределах цикла T_F при наличии M временных слотов в каждом временном слоте необходимо передать k двоичных символов сообщения. Поэтому длительность элемента сигнала

$$T_s = \frac{T_F \log_2 m}{kM}, \quad (4.20)$$

где m – кратность манипуляции.

При фазовой манипуляции несущей и прямоугольной форме импульсов модулирующего сигнала необходимая ширина полосы частот, определяемая по первым нулям спектра, равна

$$W_{ss} = \frac{2}{T_s} = \frac{2kM}{T_F \log_2 m}. \quad (4.21)$$

Так как ширина полосы частот сигнала передаваемого сообщения равна $W_d = 1/T_b = R_b$, то при обработке сигналов с программной перестройкой временного положения выигрыш

$$G_{\text{ппвп}} = \frac{W_{ss}}{W_d} = \frac{2kMT_b}{kT_b \log_2 m} = \frac{2M}{\log_2 m}. \quad (4.22)$$

4.3. ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ И ИХ СВОЙСТВА

РАЗНОВИДНОСТИ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ И РОДСТВЕННЫХ ИМ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

В общем случае к ПСП, используемым для расширения спектра сигналов, предъявляются следующие требования:

- большой объем ансамбля последовательностей, формируемых с помощью единого алгоритма;
- «хорошие» авто- и взаимно-корреляционные свойства последовательностей, входящих в состав ансамбля;
- сбалансированность структуры;
- максимальный период для заданной длины регистра сдвига, формирующего последовательность;
- непредсказуемость структуры последовательности по ее неискаженному сегменту ограниченной длины.

В соответствии с алгоритмами формирования различные ПСП можно классифицировать на линейные, нелинейные, комбинированные и каскадные.

Закон формирования линейных ПСП определяется линейным рекуррентным соотношением

$$a_j = \sum_{i=1}^n c_i a_{j-i} = a_j c_1 + a_{j-1} c_2 + \dots + a_{j-n} c_n, \quad (4.23)$$

где умножение и сложение производятся по $\text{mod } 2$, а коэффициенты c_i принимают значения 0 или 1 и определяются характеристическим многочленом

$$f(D) = D^n + c_{n-1}D^{n-1} + \dots + c_1D + 1, \quad (4.24)$$

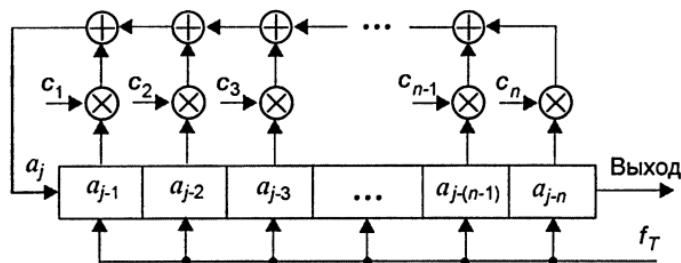


Рис. 4.6. Структурная схема генератора линейной ПСП в виде регистра сдвига с линейной обратной связью (РСЛОС)

Структурная схема генератора линейной ПСП в виде регистра сдвига с обратной связью через сумматоры по mod 2 изображена на рис.4.6.

Для формирования нелинейных ПСП имеются следующие возможности:

- использование внешней нелинейной логической функции для комбинирования элементов ПСП с периодом $L=2^n-1$, получаемой с помощью РСЛОС;
- использование регистров сдвига (РС) с нелинейной логической функцией в цепи обратной связи (внутренней логической функцией), позволяющей получать ПСП с периодом $L=2^n$ (последовательности де Брейна).

Структурные схемы генераторов с внешней и внутренней логическими функциями изображены на рис.4.7, 4.8.

Комбинированные последовательности представляют собой результат объединения по определенному правилу двух или нескольких линейных ПСП. Среди комбинированных последовательностей прежде всего можно выделить ЛРД последовательности, формируемые в соответствии с одним из правил [4]:

$$x_i = x_{1,i} \oplus x_{2,i} \cdot x_{3,i}, \quad x_i = x_{1,i} \cdot x_{2,i}, \quad (4.25)$$

$$x_i = x_{1,i} \cdot x_{2,i} \oplus x_{3,i}, \quad x_i = x_{1,i} \cdot x_{2,i} \cdot x_{3,i} \oplus x_{T,i},$$

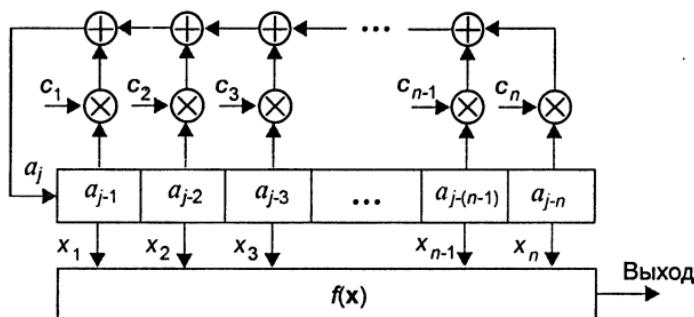


Рис. 4.7. Структурная схема генератора нелинейной ПСП с внешней логической функцией

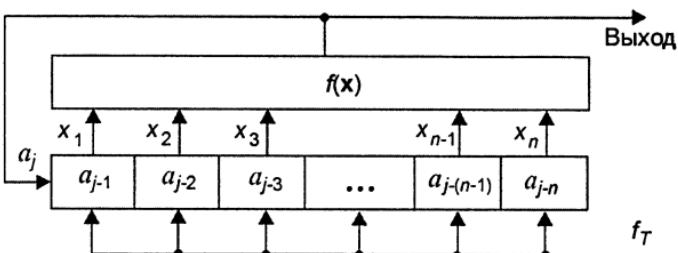


Рис. 4.8. Структурная схема генератора нелинейной ПСП с внутренней логической функцией

где \oplus – операция сложения по $\text{mod } 2$; · – операция логического умножения; x_1, x_2, x_3 – линейные ПСП с возрастающими периодами; x_T – меандр тактовой частоты.

ЛРД последовательности обладают специальными автокорреляционными свойствами и были разработаны для сокращения времени начальной синхронизации в системах измерения дальности до космических аппаратов, предназначенных для проведения научных исследований дальнего космического пространства.

Другими вариантами формирования комбинированных последовательностей является временное мультиплексирование и ма-жоритарное сложение линейных ПСП с различными периодами [5].

Особенность формирования каскадных ПСП состоит в использовании нескольких ступеней получения линейных ПСП таким образом, что выходная последовательность предыдущей ступени управляет тактированием последующей ступени [6].

Остановимся на наиболее важных разновидностях ПСП, входящих в приведенную классификацию.

ЛИНЕЙНЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ МАКСИМАЛЬНОЙ ДЛИНЫ (m -ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ)

Последовательностями максимальной длины, (m -последовательностями) называются последовательности, формируемые регистрами сдвига с линейной обратной связью и имеющие период $L=2^n-1$, n – длина регистра. Наиболее важная особенность m -последовательностей состоит в том, что их периодическая автокорреляционная функция является оптимальной в классе возможных автокорреляционных функций двоичных последовательностей длиной $L=2^n-1$. Оптимальность здесь понимается в смысле минимума максимального значения боковых выбросов автокорреляционной функции. Именно хорошие автокорреляционные свойства m -последовательностей и простота их формирования обусловили широкое их применение в системах связи [7].

Необходимым условием получения m -последовательности с помощью характеристического многочлена $f(D)$ является его неприводимость. Многочлен $f(D)$ степени n называется неприводимым, если он не может быть разложен на многочлены-сомножители меньшей степени. Например, многочлен $f(D)=D^5+D+1$ является приводимым, так как $D^5+D+1=(D^3+D^2+1)(D^2+D+1)$. Если 2^n-1 является простым числом, то неприводимый многочлен порождает m -последовательность.

Неприводимый многочлен $f(D)$ степени n называется примитивным, если период коэффициентов $1/f(D)$ равен 2^n-1 . Примитивность многочлена $f(D)$ является необходимым и достаточным условием получения m -последовательности. Примитивные многочлены существуют для всех $n>1$. Их количество определяется следующим выражением [8]:

$$N_p(n) = \frac{\Phi_p(L)}{n} = \frac{1}{n} \prod_{i=1}^k (p_i - 1) \cdot p_i^{n_i - 1}, \quad (4.26)$$

где $\Phi_p(L)$ – функция Эйлера, определяющая количество целых чисел, взаимно простых и не превышающих L ; p_i – сомножители чисел 2^n-1 , т.е. $2^n-1 = \prod_{i=1}^k p_i^{n_i}$; n_i – целые числа.

Например, при $n=6$ имеем $L=63$. Это число может быть представлено в виде произведения $3 \cdot 3 \cdot 7 = 3^2 \cdot 7$, причем $p_1=3$; $n_1=2$, $p_2=7$, $n_2=1$. Поэтому количество примитивных многочленов $N_p(n) = (1/6)[(3^{2-1}-1)(3-1)][(7^{1-1})(7-1)] = 6$. Если L может быть представлено в виде произведения некратных сомножителей, т.е. $n_i=1$, то выражение (4.26) принимает вид

$$N_p(n) = \frac{1}{n} \prod_{i=1}^k (p_i - 1). \quad (4.27)$$

Например, при $n=8$ имеем $L=255=3 \cdot 5 \cdot 17$, и $N_p(n)=(1/8)(3-1)(5-1)/(17-1)=16$.

Если L – простое число, то количество примитивных многочленов $N_p(n)=2(2^{n-1}-1)/n$.

Например, при $n=7$ имеем $L=127$ и $N_p(n)=2(64-1)/7=18$. Из этих 18 многочленов половина являются зеркальными по отношению к другой половине. Зеркальный многочлен степени n по отношению к исходному определяется с помощью выражения

$$f(D) = D^n f(D^{-1}). \quad (4.28)$$

Например, для $f(D)=D^4+D+1$

$$f_{\text{мир}}(D) = D^4(D^{-4} + D^{-1} + 1) = D^4 + D^3 + 1.$$

Таблица примитивных многочленов степеней $n \leq 40$ содержиться в [9] и позволяет получать m -последовательности с периодом $2^{40}-1 \approx 10^{12}$.

На рис. 4.9 приведена структурная схема генератора m -последовательности, соответствующего характеристическому многочлену $f(D)=D^3+D^2+1$, которому соответствует рекуррентное соотношение $a_j=a_{j-2}\oplus a_{j-3}$. Номера отводов регистра для цепи обратной связи соответствуют ненулевым коэффициентам многочлена. При начальных условиях $a_{-3}=1$, $a_{-2}=a_{-1}=0$ формируется последовательность $\mathbf{a}=\{1011100, 1011100, 101\dots\}$ с периодом $L=7$.

В табл. 4.1 приведены некоторые данные, касающиеся количества и номеров отводов генераторов m -последовательностей, для различного числа разрядов регистра сдвига. Как следует из данных этой таблицы, с увеличением n количество m -последовательностей возрастает.

Перечислим некоторые из важнейших свойств m -последовательностей [4]:

Балансное свойство. Каждая m -последовательность содержит 2^{n-1} символов 1 и 2^{n-1} символов 0.

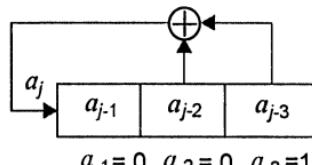


Рис. 4.9. Схема генератора m -последовательности в виде регистра сдвига с линейной обратной связью

Таблица 4.1

Количество разрядов (n)	Период (длина) m -последовательности	Количество m -последовательностей	Номера отводов регистра для цепи обратной связи
2	3	1	[2, 1]
3	7	2	[3, 2]; [3, 1]
4	15	2	[4, 3]; [4, 1]
5	31	6	[5, 3]; [5, 2]
6	63	6	[6, 5]; [6, 1]
7	127	18	[7, 6]; [7, 3]; [7, 1]
8	255	16	[8, 6, 5, 4]; [8, 6, 5, 3]
9	511	48	[9, 5]; [9, 6, 4, 3]
10	1023	60	[10, 7]; [10, 3]
11	2047	176	[11, 9]; [11, 8, 5, 2]
12	4095	144	[12, 6, 4, 1]
13	8191	630	[13, 4, 3, 1]
14	16383	756	[14, 5, 3, 1]
15	32767	1800	[15, 14]; [15, 14]
16	65535	2048	[16, 15, 13, 4]
17	131071	7710	[17, 14]; [17, 3]
18	262143	7776	[18, 11]; [18, 7]
19	524287	27594	[19, 6, 2, 1]
20	1048575	24000	[20, 17]; [20, 3]

Свойство полноты состояний. Состояние разрядов регистра сдвига, формирующего m -последовательность, можно представить полным набором n -разрядных двоичных чисел за исключением числа, содержащего нули во всех разрядах. Состояние «все нули» является запрещенным.

Свойство серий. В периоде m -последовательности половина серий имеет длину 1, одна четверть – длину 2, одна восьмая – длину 3 и так до тех пор, пока это продолжение имеет смысл. Под серией здесь понимается набор следующих друг за другом одинаковых символов 0 или 1. Это свойство проиллюстрировано табл. 4.2. Как следует из данных таблицы, исключение составляют серии, длина которых равна n и $(n-1)$.

Таблица 4.2

Длина серии	Количество серий единиц	Количество серий нулей
n	1	0
$n-1$	0	1
$n-2$	1	1
$n-3$	2	2
$n-4$	4	4
...
2	2^{n-4}	2^{n-4}
1	2^{n-3}	2^{n-3}

Свойство циклического сдвига при сложении. Сложение по мод 2 m -последовательности и некоторого ее циклического сдвига дает в результате другой циклический сдвиг той же самой последовательности. Это свойство иллюстрируется на рис. 4.10.



Рис. 4.10. Иллюстрация свойства циклического сдвига при сложении m -последовательности

Свойство децимации. Последовательность, образованная из взятых через один символов исходной m -последовательности, по структуре совпадает с исходной, но имеет в два раза ниже тактовую частоту. Это свойство иллюстрируется на рис. 4.11. Здесь средняя последовательность представляет собой m -последовательность с тактовой частотой f_T и периодом, равным 15. Верхняя последовательность образована из четных символов исходной

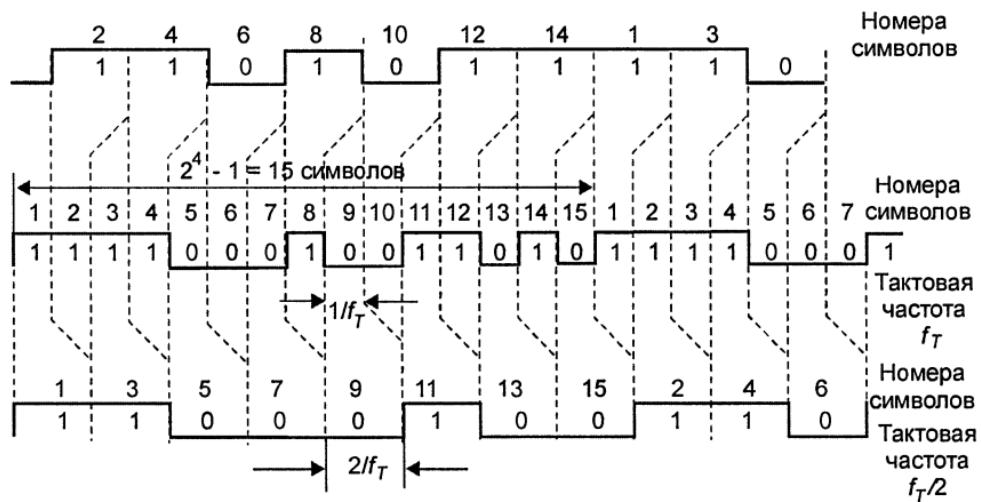


Рис. 4.11. Иллюстрация свойства децимации m -последовательности

m -последовательности с увеличением их длительности вдвое. Нижняя последовательность образована из нечетных символов исходной m -последовательности с увеличением их длительности вдвое. Нетрудно убедиться, что эти последовательности являются циклическими сдвигами исходной m -последовательности, но с тактовой частотой $f_T/2$. Сдвиг между ними равен 7,5 тактовым интервалам или половине длины последовательности. Этот принцип может быть распространен для индексов децимации более высокого порядка. Например, при индексе децимации R (R является степенью 2) можно получить R подпоследовательностей с тактовой частотой f_T/R . При четном индексе децимации R , но не равным степени 2, и если длина исходной m -последовательности есть простое число, то исходная m -последовательность может быть децимирована на R подпоследовательностей, являющихся ее зеркальными отображениями.

Корреляционные свойства. Если m -последовательность поэлементно сравнивать с любым ее циклическим сдвигом в течение периода, то количество совпадений отличается от количества несовпадений не более, чем на единицу. Из этого следует, что автокорреляционная функция m -последовательности, определяемая как

$$r(j) = \frac{(\text{количество совпадений}) - (\text{количество несовпадений})}{\text{общее количество символов}} = \frac{L - 2d}{L},$$

где d – расстояние Хэмминга, принимает только два значения:

$$r(j) = \begin{cases} 1, & j = 0 \bmod L; \\ -1/L, & j \neq 0 \bmod L. \end{cases} \quad (4.29)$$

Как будет показано ниже, для систем CDMA представляют интерес не только авто-, но и взаимно-корреляционные свойства m -последовательностей. Взаимно-корреляционная функция двух последовательностей **a** и **b** одинаковой при произвольном сдвиге j определяется выражением

$$r_{ab}(j) = [L - 2d_{ab}(j)]/L, \quad (4.30)$$

где $d_{ab}(j) = \sum_{k=1}^L a(k) \oplus b(k+j)$ – количество совпадений.

На рис. 4.12 приведены авто- и взаимно-корреляционные функции m -последовательностей [5, 3] и [5, 4, 3, 2], а на рис. 4.13 для сравнения – авто- и взаимно-корреляционные функции не m -последовательностей [5, 4], [5, 1]. Для ансамбля m -последовательнос-

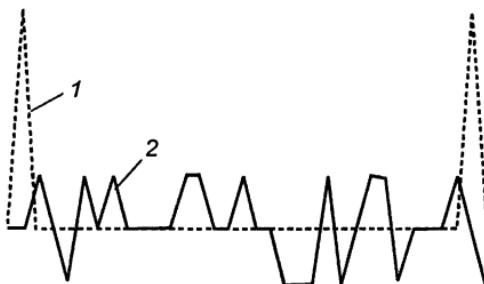


Рис. 4.12. Корреляционные функции m -последовательностей:

1 – автокорреляционная функция m -последовательности [5, 3];

2 – взаимно-корреляционная функция m -последовательностей [5, 3] и [5, 4, 3, 2]

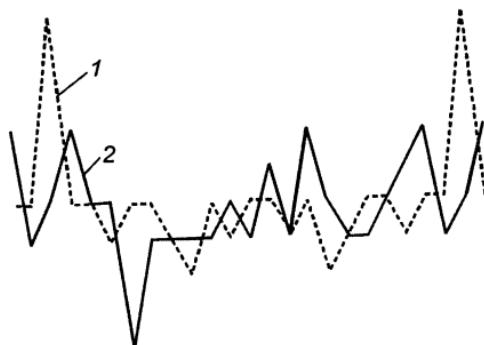


Рис. 4.13. Корреляционные свойства последовательностей регистра сдвига с линейной обратной связью (не максимальной длины):

1 – автокорреляционная функция m -последовательности регистра сдвига с линейной обратной связью [5, 4];

2 – взаимно-корреляционная функция m -последовательностей регистра сдвига с линейной обратной связью [5, 4] и [5, 1]

тей объемом M и периодом L получена нижняя граница для значений взаимно-корреляционной функции любой пары, входящей в ансамбль [4.10]:

$$r_{ab}(j) \geq \sqrt{(M-1)/(ML-1)} \approx 1/\sqrt{L}. \quad (4.31)$$

На практике из двойной m -последовательности формируется биполярный модулирующий псевдослучайный сигнал

$$U_{\text{псп}}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} (2a_k - 1) U_{T_0}(t - kT_0) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k U_{T_0}(t - kT_0), \quad (4.32)$$

где $U_{T_0}(t)$ – функция, описывающая форму импульсного сигнала, имеющего длительность T_0 .

Нормированная корреляционная функция биполярного псевдослучайного сигнала $U_{\text{псп}}(t)$ определяется следующим выражением:

$$r(\tau) = \frac{1}{LT_0} \int_0^{LT_0} U_{\text{псп}}(t) U_{\text{псп}}(t-\tau) dt = R_U(\tau) \otimes \sum_{j=-\infty}^{\infty} r(j) \delta(\tau - jT_0), \quad (4.33)$$

где $R_U(\tau)$ – корреляционная функция импульсного сигнала длительностью T_0 ; \otimes – символ свертки двух функций.

Если $U_{T_0}(t)$ представляет собой импульсный сигнал прямоугольной формы, то

$$R_U(\tau) = tri(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau|/T_0, & |\tau| \leq T_0; \\ 0, & |\tau| > T_0. \end{cases} \quad (4.34)$$

Спектральные свойства. Спектральная плотность биполярного псевдослучайного сигнала $U_{\text{псп}}(t)$, образованного из импульсов прямоугольной формы, определяемая как преобразование Фурье корреляционной функции $r(\tau)$, имеет следующий вид:

$$F_{\text{псп}}(f) = \frac{1}{L^2} \delta(f) + \frac{L+1}{L^2} \operatorname{sinc}^2(fT_0) \cdot \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \delta\left(f - \frac{m}{LT_0}\right), \quad (4.35)$$

где $\operatorname{sinc}^2 x = (\sin x/x)^2$.

Как следует из выражения (4.35), спектр биполярного псевдослучайного сигнала содержит постоянную и дискретные спектральные составляющие, следующие через интервал $\Delta f = 1/(LT_0)$. Огибающая дискретных спектральных составляющих определяется функцией $\operatorname{sinc}^2 x$, поэтому амплитуда спектральных составляющих равна нулю на частотах $f = k/T_0$. Спектральная плотность биполярного сигнала изображена на рис. 4.14. Путем увеличения периода m -последовательности можно уменьшить интервал между спектральными составляющими, сделав спектр практически сплошным. При этом спектральная плотность в пределах полосы частот, рав-

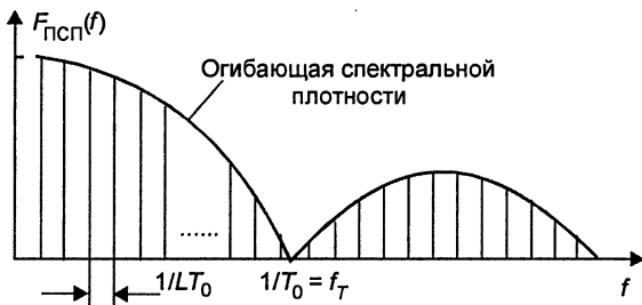


Рис. 4.14. Спектральная плотность двухуровневого псевдослучайного сигнала

ной $2/T_0$, становится почти равномерной. Эти свойства спектральной плотности псевдослучайного сигнала позволяют его широко использовать в системах связи в качестве тестового и для получения аналогового шумового процесса с характеристиками, близкими к гауссовскому шуму [11].

Криптостойкость. Структура m -последовательности легко может быть раскрыта по ее неискаженному сегменту, содержащему $2n$ символов. Действительно, каждый символ сегмента удовлетворяет линейному рекуррентному соотношению (4.23), поэтому можно записать следующую систему линейных уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} a_j = a_{j-1}c_1 + a_{j-2}c_2 + \dots + a_{j-n}c_n \\ a_{j+1} = a_jc_1 + a_{j-1}c_2 + \dots + a_{j-n+1}c_n \\ a_{j+2} = a_{j+1}c_1 + a_jc_2 + \dots + a_{j-n+2}c_n \\ \dots \\ a_{j+n} = a_{j+n-1}c_1 + a_{j+n-2}c_2 + \dots + a_jc_n \end{array} \right. \quad (4.36)$$

$\overbrace{\hspace{10em}}^n$

относительно неизвестных коэффициентов c_1, c_2, \dots, c_n . Эта система уравнений может быть решена с помощью так называемого алгоритма Берлекампа–Мэсси [12] и в результате решения найдены номера отводов регистра сдвига, участвующих в формировании сигнала обратной связи.

Проиллюстрируем возможность решения системы (4.36) на следующем примере. Предположим, что получена последовательность {01100100} и известно, что период последовательности равен 15. Таким образом, имеем систему из четырех уравнений

$$0=0 \cdot c_1 + 1 \cdot c_2 + 1 \cdot c_3 + 0 \cdot c_4, \quad (1)$$

$$1=0 \cdot c_1 + 0 \cdot c_2 + 1 \cdot c_3 + 1 \cdot c_4, \quad (2)$$

$$0=1 \cdot c_1 + 0 \cdot c_2 + 0 \cdot c_3 + 1 \cdot c_4, \quad (3)$$

$$0=0 \cdot c_1 + 1 \cdot c_2 + 0 \cdot c_3 + 0 \cdot c_4. \quad (4)$$

Сложением уравнений (1) и (4) получаем $c_3=0$. При подстановке $c_3=0$ в уравнение (1) имеем $c_2=0$. При подстановке $c_2=0$, $c_3=0$ в уравнение (4) получаем $c_4=0$, а при подстановке $c_2=0$, $c_3=0$, $c_4=1$ в уравнение (3) имеем $c_1=1$. В результате определяем характеристический многочлен m -последовательности: $f(D)=D^4+D+1$.

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ГОЛДА, (g -ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ)

Результаты анализа взаимно-корреляционных свойств m -последовательностей показали, что только небольшое количество из всего ансамбля m -последовательностей с заданным периодом обладает удовлетворительными корреляционными свойствами. Конечно, это не может удовлетворить потребности систем CDMA, когда речь идет об использовании порядка тридцати последовательностей и более [13].

Попытки найти ансамбли последовательностей с периодом $L=2^n-1$ большого объема, которые имели бы приемлемые максимальные значения взаимно-корреляционных функций, привели к появлению важного класса периодических псевдослучайных последовательностей, так называемых последовательностей Голда или g -последовательностей [14].

Рассмотрим алгоритмы формирования g -последовательностей. Пусть имеется m -последовательность \mathbf{a} с периодом L и последовательность \mathbf{a}' , полученная путем децимации последовательности \mathbf{a} с индексом q , $\mathbf{a}'=\mathbf{a}[q]$. Это означает, что для получения последовательности \mathbf{a}' берется каждый q -й символ последовательности \mathbf{a} . Последовательность \mathbf{a}' имеет период L , если НОД $(L, q)=1$. НОД – это наибольший общий делитель. Любая пара m -последовательностей с периодом L может быть связана соотношением $\mathbf{a}'=\mathbf{a}[q]$ при некотором q . Две m -последовательности образуют предпочтительную пару, если выполняются следующие условия [4.15]:

- 1) $n \neq 0 \pmod 4$, это означает, что n – нечетное или $n=2 \pmod 4$;
- 2) $\mathbf{a}'=\mathbf{a}[q]$, где q – нечетное и равно либо $q=2^k+1$, либо $2^{2k}-2^k+1$;
- 3) НОД $(n, k)=\begin{cases} 1 & \text{для четного } n; \\ 2 & \text{для } n=2 \pmod 4. \end{cases}$

Взаимно-корреляционная функция предпочтительной пары m -последовательностей имеет три значения: $-t(n), -1, t(n)-2$, причем

$$t(n)=\begin{cases} 1+2^{n+1/2} & \text{для нечетного } n; \\ 1+2^{n+2/2} & \text{для четного } n. \end{cases}$$

Для построения ансамбля g -последовательностей необходимо знать предпочтительные пары m -последовательностей. Пусть \mathbf{a} и \mathbf{a}' есть предпочтительная пара m -последовательностей, тогда мно-

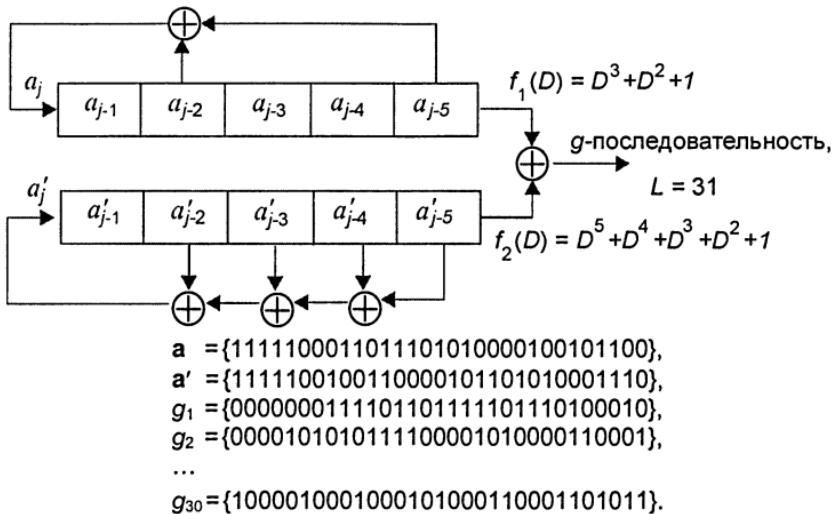


Рис. 4.15. Структурная схема генератора g -последовательностей

жество последовательностей $\{a, a', a+a', a+Da', a+D^2a', \dots, a+D^{L-1}a'\}$ образуют ансамбль g -последовательностей. Любая пара g -последовательностей, входящих в ансамбль объемом $L+1$, как и предпочтительная пара, обладает трехуровневой взаимно-корреляционной функцией. За исключением последовательностей a и a' g -последовательности не являются последовательностями максимальной длины, поэтому их автокорреляционные функции являются не двухуровневыми, а трехуровневыми, такими же, как и взаимно-корреляционные функции. Максимальные значения боковых выбросов взаимно-корреляционных функций g -последовательностей для больших L при нечетном n в $\sqrt{2}$, а при четном n в 2 раза превышают границу, определяемую выражением (4.31).

Таблица характеристических многочленов, соответствующих предпочтительным парам m -последовательностей приведена в [2]. На рис. 4.15 показана структура генератора g -последовательностей с периодом $L=31$, построенная в виде двух регистров сдвига с линейной обратной связью и позволяющая формировать ансамбль g -последовательностей объемом $M=32$.

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ КАСАМИ, (k -ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ)

Последовательности Касами относятся к одному из важных классов двоичных псевдослучайных последовательностей с хорошими корреляционными свойствами [16]. Существуют два различных множества k -последовательностей: большое и малое. Для получения k -последовательностей, принадлежащих малому множеству, используется алгоритм, аналогичный алгоритму формирования g -последовательностей.

Малое множество состоит из $M=2^{n/2}$ двоичных последовательностей с периодом $L=2^n-1$, где n – четное число. Алгоритм состоит в следующем. Сначала формируется m -последовательность \mathbf{a} . Затем в результате ее децимации с индексом $2^{n/2}+1$ получается последовательность \mathbf{a}' , которая является m -последовательностью с периодом $L=2^{n/2}-1$. Например, при $n=10$ период \mathbf{a} равен 1023, а период \mathbf{a}' равен 31. Поэтому на периоде последовательности \mathbf{a} укладывается 33 периода последовательности \mathbf{a}' . Последовательности малого множества Касами получаются путем посимвольного сложения по mod 2 последовательностей \mathbf{a} и \mathbf{a}' и всех $2^{n/2}-2$ циклических сдвигов последовательности \mathbf{a}' . Включая исходную последовательность \mathbf{a} , получаем $2^{n/2}$ двоичные последовательности с периодом $L=2^n-1$. Если m -последовательность \mathbf{a} имеет характеристический многочлен $f(D)$, а m -последовательность \mathbf{a}' – многочлен $f'(D)$, то характеристический многочлен k -последовательности равен $f(D)f'(D)$. Авто- и взаимно-корреляционные функции k -последовательностей относятся к классу трехуровневых и принимают значения $\{-1, -(2^{n/2}+1), (2^{n/2}-1)\}$. Следовательно, максимальные значения выбросов взаимно-корреляционных функций k -последовательностей удовлетворяют нижней границе (4.31) для ансамбля последовательностей объемом $M=2^{n/2}$ и периодом $L=2^n-1$. Поэтому малое множество k -последовательностей является оптимальным.

Большое множество k -последовательностей состоит из малого множества k -последовательностей и множества g -последовательностей с периодом $L=2^n-1$, где n – четное число. Пусть \mathbf{a}' и \mathbf{a}'' являются m -последовательностями, полученными путем децимации m -последовательности \mathbf{a} соответственно с индексом $2^{n/2}+1$ и $2^{(n+2)/2}+1$. Тогда последовательности, получаемые путем посимвольного сложения по mod 2 последовательностей $\mathbf{a}, \mathbf{a}', \mathbf{a}''$ и всех циклических сдвигов последовательностей $\mathbf{a}', \mathbf{a}''$, образуют большое множество k -последовательностей. Объем ансамбля k -последовательностей большого множества равен $M=2^{3n/2}$, если $n=0 \pmod 4$, или $M=2^{3n/2}+2^{n/2}$, если $n=2 \pmod 4$. Авто- и взаимно-корреляционные функции k -последовательностей большого множества являются пятиуровневыми и могут принимать значения $\{-1, (-1 \pm 2^{n/2}), (-1 \pm 2^{n/2}+1)\}$. Таким образом, максимальное значение модуля боковых выбросов взаимно-корреляционных функций k -последовательностей большого множества не превышает значения $|R_{ab}(j)|_{\max} \leq 2^{(n+2)/2}$ и не удовлетворяет нижней границе (4.31). Характеристический многочлен k -последовательности большого множества равен произведению характеристических многочленов m -последовательностей $\mathbf{a}, \mathbf{a}', \mathbf{a}''$: $f_k(D)=f(D)f'(D)f''(D)$.

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ, ДВОЙСТВЕННЫЕ КОДАМ БОУЗА–ЧОУДХУРИ–ХОКВИНГЕМА (*b*-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ)

Ансамбль последовательностей этого типа [17] совпадает с множеством кодовых слов корректирующего кода, двойственного коду БЧХ, исправляющему две ошибки. Характеристический многочлен последовательностей определяется выражением $f_b(D) = f(D)f'(D)$, где $f(D), f'(D)$ – характеристические многочлены, порождающие m -последовательности и результат ее децимации по индексу 3. При нечетных n многочлен $f'(D)$ является примитивным, поэтому получаемый ансамбль последовательностей совпадает с ансамблем g -последовательностей. Если n – четное число, то авто- и взаимно-корреляционные функции b -последовательностей принимают значения $\{-1, -t(n), t(n), -S(n), S(n)-2\}$, где $t(n)=1+2^{(n+2)/2}$, $S(n)=1-2^{n/2}$.

Можно рассматривать последовательности, двойственные кодам БЧХ, исправляющим t ошибок. В результате могут быть построены ансамбли последовательностей объемом L^{t-1} .

4.4. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ СВЯЗИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ МОДУЛЯЦИЮ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА

ОСНОВНЫЕ ВИДЫ ПОМЕХ

Системы связи, использующие модуляцию с расширением спектра, принято называть системами связи с расширенным спектром (ССРС). Рассмотрим некоторые из характерных видов помех, которые могут воздействовать на ССРС.

Наиболее распространенной является шумовая заградительная помеха, которая моделируется ограниченным по полосе гауссовским шумом с односторонней спектральной плотностью N_j , как показано на рис.4.16, а. Здесь обычно предполагается, что спектр помехи полностью перекрывает спектр полезного сигнала. Действие такой помехи сводится к увеличению эквивалентной спектральной плотности шума $N_{0e}=N_0+N_j$.

Если для расширения спектра используется ППРЧ, то мощность помехи может быть использована более эффективно путем ее сосредоточения в ограниченной полосе, причем гораздо меньше той, которую занимает полезный сигнал. Такую помеху принято называть *сосредоточенной по спектру или помехой с частичным перекрытием спектра сигнала*. Если среднюю мощность помехи обозначить через P_j , а ширину спектра полезного сигнала – через W_{ss} , то односторонняя спектральная плотность шумовой заградительной помехи $N_j=P_j/W_{ss}$ в пределах полосы W_{ss} , а спектральная плотность сосредоточенной по спектру помехи $N_{js}=P_j/(\rho W_{ss})=N_j/\rho$ в пределах полосы W_p , как показано на рис.4.16, б.

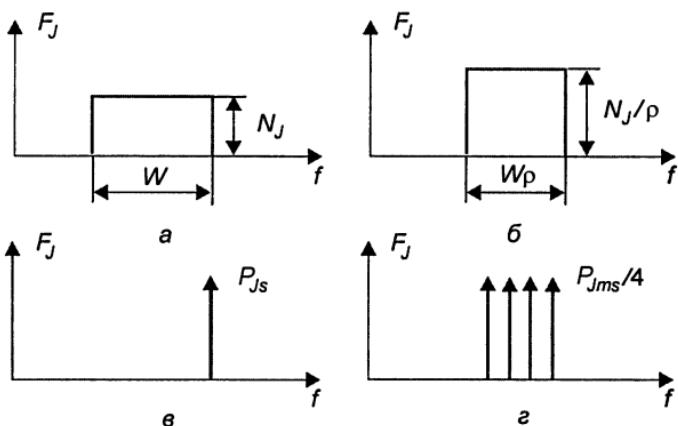


Рис. 4.16. Спектральные плотности помех различного вида

Сосредоточенная по спектру помеха оказывается особенно эффективной для ССРС с ППРЧ. При попадании частоты полезного сигнала в полосу частот, «пораженную» помехой, резко возрастает вероятность ошибки при демодуляции элемента сообщения. Как будет показано ниже, существует оптимальное значение ρ , которое зависит от отношения мощностей сигнала и помехи, т.е. от P_s/P_j .

Третьим видом помех является гармоническая помеха, которая представляет собой гармоническое колебание, мощность которого равна P_{js} , а частота лежит в пределах полосы частот, занимаемой полезным сигналом. Односторонняя спектральная плотность гармонической помехи показана на рис.4.16,в. Гармоническая помеха относится к числу эффективных помех для ССРС. К тому же такая помеха достаточно просто генерируется. Как показывает анализ, особенно эффективно ее воздействие на ССРС с прямым расширением спектра, причем в ситуации, когда ее частота совпадает с центральной частотой спектра полезного сигнала. Для систем с ППРЧ этот вид помехи менее эффективен, особенно при большом количестве рабочих частот, поскольку мгновенная ширина спектра сигнала с ППРЧ является достаточно небольшой, и вероятность совпадения частот полезного сигнала и помехи сохраняется низкой.

Для систем с ППРЧ более эффективна полигармоническая помеха, представляющая собой набор немодулированных колебаний, разнесенных по частоте. Односторонняя спектральная плотность полигармонической помехи показана на рис.4.16,г. Существует оптимальное количество частот (зависящее от отношения P_s/P_{jms}), для которого эффективность такой помехи максимальна.

Можно распределить имеющуюся мощность помехи не только по определенным участкам спектра, но в определенных интерва-

лах времени. В этом случае имеет место так называемая *прерывистая шумовая помеха*. Этот вид помехи представляет собой временную последовательность реализаций широкополосного гауссовского шума, спектральная плотность которого перекрывает всю полосу, занимаемую ССРС, и характеризуется скважностью передачи ρ . В «активные» интервалы времени прерывистая помеха имеет спектральную плотность $N_{Jb} = P_{Jb}/(\rho W)$. При скважности передачи $\rho=0,5$ значение спектральной плотности прерывистой помехи в два раза больше значения спектральной плотности непрерывной шумовой помехи. При рассмотрении прерывистой шумовой помехи обычно полагают, что выходной каскад усилителя мощности характеризуется ограничением на среднюю мощность, хотя в ряде случаев необходимо рассматривать ограничение на пиковую мощность.

Наконец, к последнему виду преднамеренных помех можно отнести *ответную или ретранслированную помеху*. Этот вид помехи, как следует из ее названия, предполагает в процессе ее получения прием полезного сигнала, внесение в него определенных искажений и переизлучение с достаточно большой мощностью. В демодуляторе этот искаженный сигнал будет отслеживаться и демодулироваться как полезный сигнал, поскольку его уровень значительно превышает уровень полезного сигнала. Заметим, что внесение искажений обязательно при формировании ответной помехи, так как в противном случае помехопостановщик выполняет функции дополнительного передатчика сигнала.

Существуют еще два вида помех, которые можно отнести к классу непреднамеренных и которые могут наблюдаться в системах связи, использующих сигналы с расширенным спектром. Это прежде всего *помеха многолучевости*. Эта помеха возникает, если между передатчиком и приемником имеется несколько путей распространения сигнала. Помеха многолучевости представляет собой аддитивную смесь нескольких задержанных во времени и отличающихся по амплитуде вариантов полезного сигнала. Если минимальная задержка между полезным сигналом и любым его задержанным вариантом превышает длительность элемента псевдослучайной последовательности, то в процессе корреляционной обработки сигналы, образующие помеху многолучевости, сжиматься по спектру не будут и, следовательно, могут быть в значительной степени подавлены. Однако при этом могут возникнуть серьезные проблемы с временной синхронизацией, поскольку полезный сигнал и его задержанные варианты могут иметь примерно одинаковые уровни.

В системах связи, использующих технологию CDMA, имеют место *взаимные помехи или помехи неортогональности*. Здесь все

пользователи одновременно используют одну и ту же полосу частот, их сигналы различаются лишь по форме, и квазиортогональность сигналов, особенно при асинхронном режиме работы, вызывает появление взаимных помех. Рассмотрим помехоустойчивость ССРС при воздействии наиболее характерных видов помех. Помехоустойчивость будем оценивать вероятностью ошибки при приеме элемента сообщения, являющейся функцией отношения мощностей сигнала и помехи.

СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ПРЯМЫМ РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА

Прерывистая помеха. Предположим, что скважность прерывистой помехи ρ , и что в «активном» интервале времени формируются реализации широкополосного гауссовского шума с двусторонней спектральной плотностью $N_{jb}/2 = N_j/(2\rho)$, где $N_j/2$ – двусторонняя спектральная плотность непрерывной помехи. Обозначим через P_{jb} среднюю мощность прерывистой помехи. Будем полагать, что частота повторения помехи небольшая, так что достаточное количество элементов дискретного сообщения передается в периоды времени между переходами помехи из активного состояния в пассивное. В этом случае оказывается справедливым квазистатический подход, основанный на анализе усредненного значения вероятности ошибки при демодуляции элемента дискретного сообщения. Имеем

$$\bar{P}_b = (1-\rho)P_b\left(\frac{E_b}{N_1}\right) + \rho P_b\left(\frac{E_b}{N_2}\right), \quad (4.37)$$

где $P_b(E_b/N_1)$, $P_b(E_b/N_2)$ – вероятности ошибки при демодуляции элемента сообщения в случае воздействия на входе демодулятора помехи с односторонней спектральной плотностью N_1 и N_2 соответственно; \bar{P}_b – среднее значение вероятности ошибки при демодуляции элемента сообщения.

Односторонние спектральные плотности помехи на входе демодулятора будут определяться соответственно выражениями

$$N_1 = N_0, \quad N_2 = N_0 + N_j/\rho, \quad (4.38)$$

где N_0 – спектральная плотность теплового шума.

Рассмотрим случай, когда на первой ступени модуляции используется двоичная фазовая манипуляция (2ФМ), а при демодуляции сигналов реализован когерентный алгоритм. При этом вероятность ошибки

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_{0e}}}\right), \quad (4.39)$$

где N_{0e} – спектральная плотность эквивалентного шума

Подставляя (4.38), (4.39) в (4.37), получаем

$$\bar{P}_b = \frac{1}{2} \left[(1-\rho) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) + \rho \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + N_J/\rho}} \right) \right]. \quad (4.40)$$

В том случае, когда спектральная плотность прерывистой помехи существенно превышает спектральную плотность теплового шума, получаем

$$\bar{P}_b \approx \frac{1}{2} \rho \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\rho \frac{E_b}{N_J}} \right) = \frac{1}{2} \rho \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\rho \frac{P_s}{P_J} \cdot \frac{W_{ss}}{R_b}} \right). \quad (4.41)$$

Оптимальное значение ρ , максимизирующее значение вероятности \bar{P}_b , может быть найдено в результате решения уравнения $d\bar{P}_b/d\rho=0$.

Точное решение уравнения оптимизации приводит к следующим результатам [18]:

$$\rho_{\text{opt}} = 0,71 / [(P_s/P_J)(W_{ss}/R_b)]; \quad (4.42)$$

$$(\bar{P}_b)_{\text{max}} = 0,083 / [(P_s/P_J)(W_{ss}/R_b)]. \quad (4.43)$$

Таким образом в результате воздействия оптимизированной прерывистой помехи экспоненциальная зависимость вероятности ошибки от отношения мощностей полезного сигнала и помехи трансформируется в обратно пропорциональную.

Сравним помехоустойчивость обычной узкополосной системы и системы с расширенным спектром. Здесь следует заметить, что анализ воздействия прерывистой помехи на узкополосную систему приводит к результатам, аналогичным (4.42), (4.43), в которых следует положить $W_{ss}=W_1$, W_1 – ширина полосы частот, занимаемой узкополосной системой. Пусть в обеих системах скважность прерывистой помехи равна ρ . Тогда средняя мощность помехи, необходимая для подавления узкополосной системы передачи информации, будет $P_{J_1}=(N_J/\rho)\rho W_1=N_J W_1$, а для подавления системы с расширенным спектром – $P_{J_2}=(N_J/\rho)\rho W_{ss}=N_J W_{ss}$. Таким образом, выигрыш в помехоустойчивости составит $P_{J_2}/P_{J_1}=W_{ss}/W_1$.

Узкополосная помеха. При воздействии узкополосной помехи с частотой, совпадающей с частотой несущей, сигнал, поступающий на вход приемника, изображенного на рис.4.2 имеет следующий вид:

$$s(t) = \sqrt{2P_s} d(t) U_{\text{псп}}(t) \cos(\omega_0 t + \theta) + \sqrt{2P_J} \cos(\omega_0 t + \theta_J), \quad (4.44)$$

где $d(t)$ – двухуровневый сигнал сообщения, передаваемого со скоростью $R_b=1/T_b$, бит/с; $U_{\text{псп}}(t)$ – двоичная псевдослучайная последовательность, используемая для расширения спектра, с частотой следования элементов $R_c=1/T_0$, симв/с, ω_0 – частота несущей полезного сигнала и помехи; P_s и P_J – соответственно мощности по-

лезногого сигнала и помехи; θ и θ_J – случайные начальные фазы сигнала и помехи, равномерно распределенные в интервале $[0, 2\pi]$.

Если предположить наличие идеальной фазовой и временной синхронизации в когерентном демодуляторе 2ФМ сигналов, то сигнал на входе интегратора со сбросом будет иметь вид

$$s_i(t) = \sqrt{P_s} d(t) - \sqrt{P_J} U_{ncp}(t) \cos \theta_J. \quad (4.45)$$

Здесь начальная фаза полезного сигнала для простоты рассмотрения принята равной нулю.

Спектральная плотность гармонической помехи на входе интегратора со сбросом определяется выражением [19]

$$F_J(f) = \frac{P_J \overline{\cos^2 \theta}}{2R_c} \left(\frac{\sin \pi f / R_c}{\pi f / R_c} \right)^2, \quad (4.46)$$

где черта сверху означает статистическое усреднение.

Так как фаза θ является случайной величиной с равномерным распределением, то $\overline{\cos^2 \theta} = 1/2$, и в окрестности нулевой частоты спектральная плотность преобразованной гармонической помехи

$$F_J(f) = P_J / (4R_c), \quad |f| \leq R_c. \quad (4.47)$$

Из (4.46) и (4.47) следует, что гармоническая помеха, имеющая мощность P_J , в результате корреляционной обработки преобразуется в широкополосную помеху, имеющую практически равномерную спектральную плотность $F_J(f) = P_J / (2R_c)$ в пределах полосы $0 \leq f \leq R_c$.

Если предположить, что в результате интегрирования помеха преобразуется в гауссовскую случайную величину, полученную из аддитивного белого гауссовского шума с эквивалентной спектральной плотностью

$$N_{0e} = P_J / (2R_c), \quad (4.48)$$

то вероятность ошибки

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_{0e}}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{2 \left(\frac{P_s}{P_J} \right) \left(\frac{R_c}{R_b} \right)} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_c}{P_J}} G \right). \quad (4.49)$$

Из (4.49) следует, что степень ослабления узкополосной помехи при корреляционной обработке сигналов с прямым расширением спектра определяется значением выигрыша при обработке.

Взаимные помехи. Рассмотрим синхронную систему CDMA, в которой в качестве сигналов-переносчиков сообщений используются сигналы с прямым расширением спектра, полученные путем двоичной фазовой манипуляции несущей ПСП с периодом $L = T_b / T_0 = R_c / R_b$, а для передачи элементов сообщения применяется двоичная фазовая манипуляция. В системе имеется K одновременно работающих каналов. Тогда канальные сигналы можно представить следующим образом:

$$s_m(t) = \sqrt{2P_m} d_m(t) U_{m\text{ПСП}}(t) \cos(\omega_0 t + \theta_m), \quad (4.50)$$

где P_m – мощность m -го канального сигнала; $d_m(t)$ – сигнал передаваемого сообщения в m -м канале в виде двоичной случайной последовательности равновероятных символов длительностью T_b , принимающих значения $\{+1, -1\}$; $U_{m\text{ПСП}}(t)$ – двоичная модулирующая ПСП m -го канала.

Предположим, что канальный приемник «настроен» на сигнал первого канала $s_1(t)$. Тогда на входе приемника кроме теплового шума будут действовать другие ($K-1$) канальных сигналов, создающих взаимные помехи. Рассмотрим предельный случай, когда мощность взаимных помех существенно превышает мощность теплового шума.

Предположим также, что фазы несущих $\theta_m = 2, 3, \dots, K$ представляют собой независимые одинаково и равномерно распределенные в интервале $[0, 2\pi]$ случайные величины, а фазу θ_1 будем считать равной нулю.

После корреляционной обработки и когерентной демодуляции сигнала $s_1(t)$ на выходе решающего устройства демодулятора формируется сигнал $Z(k)$, по знаку которого выносится решение о значении символа передаваемого сообщения:

$$\begin{aligned} Z(k) &= \frac{E_b}{T_b} \left\{ \int_{(k-1)T_b}^{kT_b} d_1(t) U_{1\text{ПСП}}^2(t) dt + \sum_{m=2}^{K-1} \int_{(k-1)T_b}^{kT_b} d_m(t) U_{1\text{ПСП}}(t) U_{m\text{ПСП}}(t) \cos \theta_m dt \right\} = \\ &= E_b \left(1 + \sum_{m=2}^{K-1} r_{1m} \cos \theta_m \right), \quad (k-1)T_b \leq t \leq kT_b, \end{aligned} \quad (4.51)$$

где $r_{1m} = \frac{1}{T_b} \int_{(k-1)T_b}^{kT_b} U_{1\text{ПСП}}(t) U_{m\text{ПСП}}(t) dt$ – значения нормированных взаимно-корреляционных функций, модулирующих ПСП при относительном временном сдвиге τ , равном нулю.

Условная вероятность ошибки при демодуляции символа 1

$$P_E(1) = \text{Вер} \left\{ E_b \left(1 \pm \sum_{m=2}^K r_{1m} \cos \theta_m \right) < 0 \right\} = \text{Вер} \left\{ \left(1 \pm \sum_{m=2}^K r_{1m} \cos \theta_m \right) < 0 \right\}. \quad (4.52)$$

Используя границу Чернова [20], для случайной величины

$$Z(k) = \left(-1 \mp \sum_{m=2}^K r_{1m} \cos \theta_m \right),$$

можно показать, что условная вероятность ошибки ограничена сверху величиной

$$P_E(1) \leq \tilde{P}_E = \min_{\lambda \geq 0} \exp(-\lambda) \prod_{m=2}^K I_0(\lambda r_{1m}), \quad (4.53)$$

где $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Граница Чернова представляет собой точную верхнюю границу и достаточно хорошо аппроксимирует выражение для вероятности ошибки, если $Z(k)$ считать гауссовской случайной величиной с математическим ожиданием и дисперсией соответственно равными:

$$a_Z = m_1\{Z(k)\}, \quad (4.54)$$

$$\sigma_Z^2 = M_2\{Z(k)\} = m_1\{[Z(k) - a_Z]^2\} = \frac{1}{2} \sum_{m=2}^K r_{1m}.$$

При гауссовой аппроксимации взаимных помех и равенстве априорных вероятностей передачи двоичных символов сообщения безусловная вероятность ошибки:

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{a_Z}{\sqrt{2}\sigma_Z}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sum_{m=2}^K r_{1m}}{\sqrt{2}\sigma_Z}\right)^{-1}. \quad (4.55)$$

Предположим, что в качестве модулирующих ПСП выбраны последовательности из множества последовательностей с ограниченными значениями взаимно-корреляционных функций:

$$\max |r_{n,m}| = |r_{\max}|, \quad m \neq n.$$

Тогда вероятность ошибки будет ограничена сверху величиной

$$P_b \leq \tilde{P}_b = \min \exp(-\lambda) [I_0(\lambda |r_{\max}|)]^{K-1}. \quad (4.56)$$

В случае гауссовой аппроксимации взаимных помех

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{(K-1)r_{\max}^2}}\right). \quad (4.57)$$

При наличии аддитивного белого гауссова шума граница Чернова (4.56) для вероятности ошибки принимает следующий вид:

$$P_b \leq \tilde{P}_b = \min_{\lambda \geq 0} \exp(-\lambda) \exp\left(\frac{N_0}{4E_b} \lambda^2\right) [I_0(\lambda |r_{\max}|)]^{K-1}.$$

При гауссовой аппроксимации взаимных помех

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\left((K-1)r_{\max}^2 + N_0/E_b\right)^{-1/2}\right]. \quad (4.58)$$

Пример. Рассмотрим синхронную систему CDMA, в которой для расширения спектра используются последовательности Касами (малое множество) с периодом $L=2^8-1=255$. Выигрыш при корреляционной обработке ($G=R_c/R_b=L$) при этом составляет 24 дБ. Количество последовательностей 16, а максимальное значение взаимно-корреляционных функций $|r_{\max}|=17/255=0,0667$. Предположим, что энергетический потенциал в каждом канале обеспечивает значение $h^2=E_b/N_0=17$ дБ. Тогда при $K=15$ гарантируется, что $P_b=10^{-6}$.

Рассмотренный пример проиллюстрировал достижимые характеристики системы CDMA при использовании для расширения спектра квазиортогональных модулирующих ПСП. Разумеется, что при использовании ортогональных ПСП количество одновременно

работающих каналов может быть увеличено до L , однако, количество возможных каналов также ограничено этой величиной. Применение квазиортогональных последовательностей позволяет существенно увеличить количество возможных каналов в системе, правда, за счет существенного ограничения одновременно работающих. Так, при использовании большого множества последовательностей Касами с периодом $L=2^n-1$ количество возможных каналов возрастает до $2^{n/2}(2^n+1)$ (n – длина регистра сдвига, формирующего последовательность Касами).

В тех случаях, когда возможное количество каналов велико ($K_{\max} \gg L$), вместо гарантированной помехоустойчивости целесообразно рассматривать помехоустойчивость в среднем, отдавая себе отчет в том, что при некоторых комбинациях одновременно работающих каналов помехоустойчивость системы может оказаться ниже средней, а при некоторых комбинациях – выше. В этом случае вместо r_{\max}^2 удобно ввести среднеквадратическое значение взаимно-корреляционных функций

$$m_1\{r_{m,n}^2\} = 1/L. \quad (4.59)$$

Тогда усредненное значение вероятности ошибки в синхронной системе CDMA будет определяться следующим выражением:

$$\bar{P}_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} [(K-1)/G + (N_0/E_b)]^{-1/2}. \quad (4.60)$$

Проблема динамического диапазона в системах CDMA.

Выражение (4.60) было получено в предположении, что принимаемые сигналы, создающие взаимные помехи, имеют мощности, равные мощности полезного сигнала. В системах подвижной связи это допущение может оказаться справедливым лишь для прямой линии, т.е. линии от центральной станции до абонентских. Для обратной линии, т.е. от абонентской до базовой станции, оно, как правило, не выполняется, поскольку абонентские станции могут располагаться на различных расстояниях и условия распространения радиоволн для них могут оказаться разными [19]. Сильный сигнал, принимаемый базовой станцией от близкорасположенной абонентской станции, будет маскировать слабый сигнал, принимаемый от удаленной абонентской станции. Например, предположим, что мощность передаваемых сигналов абонентских станций $P_s = +30$ дБмВт; потери при распространении радиоволн от удаленной абонентской станции составляют 95 дБ, а аналогичные потери для близкорасположенной абонентской станции составляют 35 дБ. В этом случае мощность принимаемого на базовой станции сигнала близкорасположенной абонентской станции будет равна -5 дБмВт, а мощность сигнала удаленной абонентской станции будет равна -65 дБмВт. Таким образом, мощность помехи, создаваемой близкорасположенной абонентской станцией, будет на 60 дБ превышать мощность сигнала, принимаемого от удаленной абонентской станции.

Этот эффект маскирования сигнала удаленной абонентской станции сигналом близко расположенной абонентской станции может быть частично ослаблен введением управления излучаемой мощностью, например, в соответствии с уровнем мощности сигнала, принимаемого со стороны базовой станции. Если учесть неравенство мощностей принимаемых сигналов, то (4.60) можно представить в следующем виде:

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sum_{m=2}^K \frac{E_b^{(m)}}{E_b^{(1)}} \cdot \frac{1}{G} + \frac{N_0}{E_b^{(1)}} \right), \quad (4.61)$$

где $E_b^{(m)}$ – энергия сигнала, приходящаяся на бит сообщения m -го канала.

Помеха многолучевости. Помеха многолучевости возникает в каналах связи, где имеется несколько путей распространения радиоволн (лучей). Применение модуляции с расширением спектра позволяет не только ослабить влияние многолучевости, но в некоторых случаях эффективно ее использовать.

Так как модулирующие ПСП, используемые для расширения спектра сигналов, имеют малый уровень боковых выбросов автокорреляционных функций, то помехи многолучевости, создаваемые сигналами, принимаемыми с задержками, превышающими длительность элемента ПСП, могут рассматриваться как дополнительные взаимные помехи. Если имеется K каналов с N различными путями распространения радиоволн, то количество источников помехи увеличивается до $(KN-1)$ и выражение для вероятности ошибки принимает следующий вид:

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} [(KN-1)/G + N_0/E_b]^{-1/2}. \quad (4.62)$$

Здесь предполагается, что мощности сигналов всех источников помехи примерно равны. Обобщение на случай неравных мощностей можно получить в виде, аналогичном выражению (4.61).

С помощью корреляционной обработки принимаемых сигналов, реализованной в форме приемника Rake, можно эффективно использовать многолучевость для увеличения помехоустойчивости. В приемнике Rake энергия двух и более составляющих сигнала многолучевости когерентно комбинируется, обеспечивая таким образом увеличение мощности принимаемого сигнала и достижение эффекта разнесения. Приемник Rake состоит из набора корреляторов, согласованных с различными составляющими сигнала многолучевости, и позволяет накапливать их энергию для формирования статистики, с помощью которой выносится решение в пользу того или иного символа передаваемого сообщения.

Сосредоточенная по спектру помеха. Пусть аддитивная помеха, моделируемая гауссовским случайным процессом, имеющего среднюю мощность P_J сосредоточена в полосе $W_J = \rho W$, $0 < \rho < 1$, и имеет двустороннюю спектральную плотность $N_J/(2\rho)$. Рассмотрим случай медленной ППРЧ, полагая, что для передачи символов сообщения используется частотная манипуляция, а при демодуляции реализован оптимальный некогерентный алгоритм. В этом случае среднее значение вероятности ошибки при демодуляции символа дискретного сообщения равно

$$\bar{P}_b = \rho \left\{ 2 \exp \left[-\frac{\rho E_b}{2(N_J + N_0)} \right] + \frac{1-\rho}{2} \exp \left(-\frac{E_b}{2N_0} \right) \right\}. \quad (4.63)$$

Если спектральная плотность $N_J/(2\rho)$ сосредоточенной по спектру помехи существенно превышает плотность $N_0/2$ теплового шума, выражение (4.63) принимает следующий вид:

$$\bar{P}_b = \rho \left[2 \exp \left(-\frac{\rho}{2} \frac{P_s}{P_J} \frac{W_{ss}}{R_b} \right) \right]. \quad (4.64)$$

Оптимальное значение ρ , для которого вероятность ошибки (4.64) максимальна, находится решением уравнения

$$\frac{d\bar{P}_b}{d\rho} = \left[-\left(\frac{\rho}{4} \frac{P_s}{P_J} \frac{W_{ss}}{R_b} \right) + \frac{1}{2} \right] \exp \left(-\frac{\rho}{2} \frac{P_s}{P_J} \frac{W_{ss}}{R_b} \right) = 0, \quad (4.65)$$

откуда

$$\rho_{opt} = \frac{2}{(P_s/P_J)(W_{ss}/R_b)}. \quad (4.66)$$

Максимальное среднее значение вероятности ошибки

$$\bar{P}_{b\max} = \frac{0,368}{(P_s/P_J)(W_{ss}/R_b)}. \quad (4.67)$$

Выражения (4.66), (4.67) справедливы, если $(P_s/P_J)(W_{ss}/R_b) \geq 2$. Отметим, что сосредоточенная по спектру помеха воздействует на систему с ППРЧ точно так же, как прерывистая помеха на систему с прямым расширением спектра. Отличие состоит лишь в том, что коэффициент помехозащищенности (при одинаковых значениях выигрыша при обработке и средней вероятности ошибки) для системы с ППРЧ оказывается на 6,5 дБ ниже. Однако следует иметь в виду то, что при использовании ППРЧ как метода расширения спектра полосу частот удается увеличить на несколько порядков по сравнению с прямым расширением спектра.

Ответная помеха, помеха многолучевости. Для борьбы с ответной помехой и помехой многолучевости оказывается эффективным применение быстрой ППРЧ, когда для передачи сообщения

используется $N_b L > 1$ частот. Действительно, если длительность T_0 частотного элемента (время пребывания на фиксированной частоте) выбрать меньше или равным разности времен запаздывания сигналов при прохождении по прямому пути и пути с переприемом или переотражением, то синтезатор частот приемника перестроится на другую частоту приема раньше, чем на вход приемника поступит сигнал помехи на соответствующей частоте. Таким образом, если скорость перестройки частоты выбрать, исходя из условия

$$R_c > 1/(\tau_{\min} - \tau_0), \quad (4.68)$$

то влияние ответной помехи или помехи многолучевости может быть заметно ослаблено. Здесь τ_{\min} – минимальное время запаздывания сигнала на пути с переприемом (переотражением); τ_0 – время запаздывания сигнала при прохождении по прямому пути.

Однако система с быстрой ППРЧ при действии теплового шума или сосредоточенной по спектру помехи оказывается менее помехоустойчивой, поскольку при обработке сигналов с быстрой ППРЧ приходится осуществлять некогерентное накопление N_b элементов сигнала в течение интервала передачи элемента сообщения [8].

Взаимные помехи. Программная перестройка рабочей частоты может быть использована при построении систем CDMA. В этом случае каждый канал отличается программой (законом) перестройки рабочей частоты, причем законы перестройки выбираются исходя из требуемой вероятности совпадения частотных элементов. Оценим помехоустойчивость синхронной системы CDMA с ППРЧ, полагая, что в ней имеется K «активных» каналов. Будем считать, что количество рабочих частот равно M , а вероятность совпадения полезного и мешающего сигналов равна $1/M$. При совпадении частот полезного и мешающего сигналов вероятность ошибки равна 0,5. Конечно, это пессимистическое предположение, на самом деле значение вероятности ошибки оказывается меньше. Поскольку в системах с ППРЧ чаще всего реализуется некогерентный алгоритм демодуляции, то вероятность ошибки при демодуляции символа сообщения будет определяться следующим выражением:

$$P_b = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right) (1 - P_h) + \frac{1}{2} P_h, \quad (4.69)$$

где P_h – вероятность совпадения рабочих частот полезного и мешающего сигналов.

При наличии ($K-1$) источников помехи

$$P_h = 1 - \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{K-1} \approx \frac{K-1}{M}. \quad (4.70)$$

Подставляя (4.70) в (4.69), получаем

$$P_b = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right) \left(1 - \frac{K-1}{M}\right) + \frac{1}{2} \frac{K-1}{M}. \quad (4.71)$$

При значении отношения E_b/N_0 , стремящемся к бесконечности, получаем следующее выражение для вероятности ошибки:

$$P_b = \frac{1}{2} \frac{K-1}{M}. \quad (4.72)$$

Эта величина характеризует так называемое явление «неустранимых» ошибок, обусловленных наличием взаимных помех. Для достижения малых значений вероятности «неустранимых» ошибок необходимо увеличить количество имеющихся частотных каналов и уменьшить количество «активных» каналов.

В случае асинхронной системы CDMA с ППРЧ вероятность совпадения частот полезного и мешающего сигналов определяется выражением [21]

$$P_h = 1 - \left[1 - \frac{1}{M} \left(1 + \frac{1}{N_b}\right)\right]^{K-1}, \quad (4.73)$$

где N_b – количество битов, передаваемых на одной рабочей частоте.

Сопоставляя (4.70) и (4.73), можно установить, что в асинхронной системе вероятность совпадения частот полезного и мешающего сигналов выше, чем в синхронной. Подставляя (4.73) в (4.69), получаем следующее выражение для вероятности ошибки при демодуляции элемента сообщения в асинхронной системе с CDMA с ППРЧ:

$$P_b = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right) \left[1 - \frac{1}{M} \left(1 + \frac{1}{N_b}\right)\right]^{K-1} + \frac{1}{2} \left\{1 - \left[1 - \frac{1}{M} \left(1 + \frac{1}{N_b}\right)\right]^{K-1}\right\}. \quad (4.74)$$

В заключение отметим, что в системах CDMA с ППРЧ в меньшей степени проявляется проблема динамического диапазона принимаемых сигналов. Это связано с тем, что в различных «активных» каналах крайне редко одновременно используются одни и те же рабочие частоты. Она возникает лишь в случае недостаточной частотной избирательности фильтров.

Список литературы к главе 4

- Бархота В.А., Горшков В.В., Журавлев В.И. Системы связи с расширением спектра сигналов // Итоги науки и техники. Сер. Связь. – М.: ВИНТИ, 1990. – Т.5. – С.186–227.
- Dixon R.C. Spread Spectrum with Commercial Applications. – N.Y.: Jhom Wiley and Sons, Inc., 1994. – 350 р.
- Журавлев В.И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах. – М.: Радио и связь, 1986. – 240 с.
- Диксон Р.К. Широкополосные системы: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 1986. – 240 с.

- Лосев В.В., Бродская Е.Б., Коржик В.И. Поиск и декодирование сложных сигналов / Под ред. В.И. Коржика. – М.: Радио и связь, 1988. – 224 с.
- Клименко Н.Н., Кисель В.В., Замарин А.И. Сигналы с расширением спектра в системах передачи информации // Зарубежная радиоэлектроника. – 1984. – №11. – С. 45–59.
- Цифровые методы в космической связи: Пер. с англ. / Под ред. С. Голомба. – М.: Связь, 1969. – 273 с.
- Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 348 с.
- Michelson A.M., Levesque A.H. Error Control Techniques for Digital Communications. – N.Y.: Jhon Wiley and Sons, Inc., 1985. – 463 p.
- Welch L.R. Lower Bounds on the maximum Cross-Correlation of Signals // IEEE Trans. on Information Theory. – 1974. – V.20, № 2. – P. 397–399.
- Ярмолик В.Н., Демиденко С.Н. Генерирование и применение псевдослучайных сигналов в системах испытаний и контроля / Под ред. П.М. Чеголина. – Минск.: Наука и техника, 1986. – 200 с.
- Бэрлекамп Э. Алгебраическая теория кодирования: Пер. с англ. / Под ред. С.Д. Бирмана. – М.: Мир, 1971. – 477 с.
- Viterby A.J. CDMA Principles of Spread Spectrum Communication Reading Mass. – Addison-Wesley Publishing Company, 1995. – 250 p.
- Gold R. Optimum binary sequences for spread spectrum multiplexing // IEEE Trans. on Information Theory. – 1992. – V.13, № 5. – P. 619–621.
- Сарвате Д.В., Персли М.Б. Взаимно-корреляционные свойства псевдослучайных и родственных последовательностей // ТИИЭР. – 1980. – Т.68, № 5. – С. 59.
- El-Khamy S.E., Balamesh A.S. Selection of Gold and Kasami code sets for Spread Spectrum CDMA systems with limited number of users // International J. of Satellite Communications. – 1985. – V.5, №1. – P. 23–32.
- Kasami C.S., Beale M. Correlation properties of dual – BCH, Kasami and other sequences for spread spectrum multiple access systems // IEE Proceeding. F. – 1988. – 135, №1. – P.114–117.
- Ziemer R.E., Peterson R.L. Digital communications and spread spectrum systems. – New York: Macmillan, 1985. – 750 p.
- Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь. – 2000. – 520 с.
- Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник. – М.: Радио и связь, 1981. – 232 с.
- Geraniotis E.O., Pursley M.B. Error Probabilities for Slow – Frequency Hopped Spread Spectrum Multiple Access Communications Over Fading Channels // IEEE Trans. on Communications. – 1982. – V.30, № 5. – P. 996–1009.

Глава 5

ОСНОВЫ ТЕОРИИ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ

5.1. СИСТЕМА МНОГОКАНАЛЬНОЙ СВЯЗИ

Высокая стоимость линий связи обуславливает разработку систем и методов, позволяющих одновременно передавать по одной линии связи большое число независимых сообщений, т.е. использовать линию многократно. Такие системы связи называют *многоканальными*. Связь, осуществляющую с помощью этих систем, принято называть *многоканальной*. Практически все современные системы связи за редким исключением являются многоканальными [3, 5, 6].

В современных сетях связи используются аналоговые и цифровые системы передачи (СП) с тенденцией постепенного перехода к применению только цифровых систем. Однако предстоит длительный период существования на сетях связи аналоговых и цифровых систем, когда большое число соединений будет устанавливаться с использованием обеих технологий. Для обеспечения в этих условиях заданных характеристик каналов и трактов, гарантирующих высокое качество передачи информации, принципы проектирования цифровых и аналоговых систем передачи должны быть совместимы.

Используемые методы разделения каналов (РК) можно классифицировать как линейные и нелинейные (комбинационные). В большинстве случаев разделения каналов каждому источнику сообщения выделяется специальный сигнал, называемый *канальным*. Модулированные сообщениями канальные сигналы объединяются, в результате чего образуется *групповой сигнал*. Если операция объединения линейна, то получившийся сигнал называют *линейным групповым сигналом*.

Для унификации многоканальных систем связи за основной или стандартный канал принимают канал *тональной частоты* (канал ТЧ), обеспечивающий передачу сообщений с эффективно передаваемой полосой частот 300...3400 Гц, соответствующей основному спектру телефонного сигнала.

Многоканальные системы образуются в результате объединения каналов ТЧ в группы, обычно кратные 12 каналам. В свою оче-

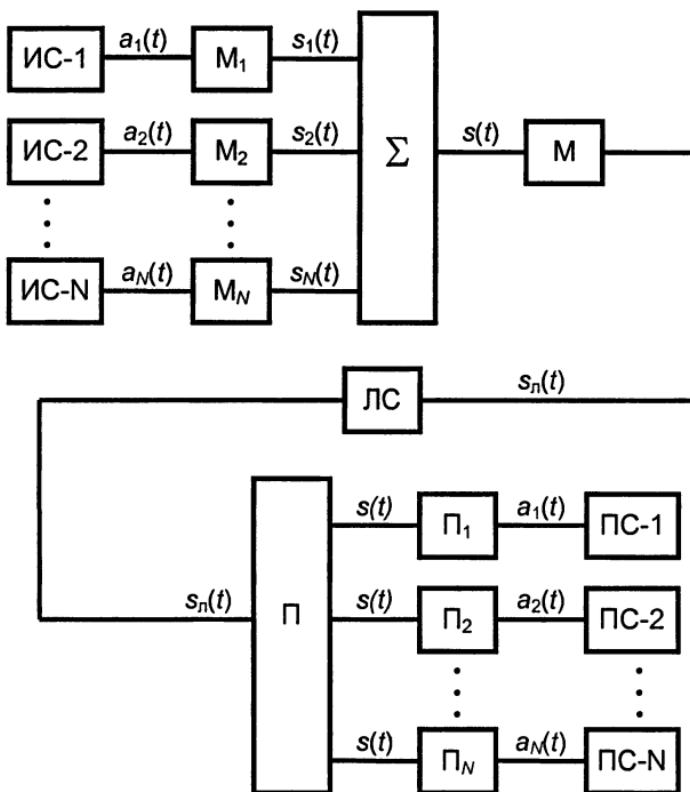


Рис. 5.1. Структурная схема систем многоканальной связи

редь, часто используют «вторичное уплотнение» каналов ТЧ телеграфными каналами и каналами передачи данных.

На рис. 5.1 приведена структурная схема наиболее распространенных систем многоканальной связи. Реализации сообщений каждого источника $a_1(t), a_2(t), \dots, a_N(t)$ с помощью индивидуальных передатчиков (модуляторов) M_1, M_2, \dots, M_N преобразуются в соответствующие канальные сигналы $s_1(t), s_2(t), \dots, s_N(t)$. Совокупность канальных сигналов на выходе суммирующего устройства Σ образует групповой сигнал $s(t)$. Наконец, в групповом передатчике M сигнал $s(t)$ преобразуется в линейный сигнал $s_n(t)$, который и поступает в линию связи ЛС. Допустим, что линия пропускает сигнал практически без искажений и не вносит шумов. Тогда на приемном конце линии связи линейный сигнал $s_n(t)$ с помощью группового приемника Π может быть вновь преобразован в групповой сигнал $s(t)$. Канальными или индивидуальными приемниками $\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_N$ из группового сигнала $s(t)$ выделяются соответствующие канальные сигналы $s_1(t), s_2(t), \dots, s_N(t)$ и затем преобразуются в предназначенные получателям сообщения $a_1(t), a_2(t), \dots, a_N(t)$.

Канальные передатчики вместе с суммирующим устройством образуют аппаратуру объединения. Групповой передатчик M , ли-

ния связи ЛС и групповой приемник П составляют групповой канал связи (тракт передачи), который вместе с аппаратурой объединения и индивидуальными приемниками составляет систему много канальной связи.

Индивидуальные приемники системы многоканальной связи Π_k наряду с выполнением обычной операции преобразования сигналов $s_k(t)$ в соответствующие сообщения $a_k(t)$ должны обеспечить выделение сигналов $s_k(t)$ из группового сигнала $s(t)$. Иначе говоря, в составе технических устройств на передающей стороне многоканальной системы должна быть предусмотрена аппаратура объединения, а на приемной стороне – аппаратура разделения.

В общем случае групповой сигнал может формироваться не только простейшим суммированием канальных сигналов, но также и определенной логической обработкой, в результате которой каждый элемент группового сигнала несет информацию о сообщениях источников. Это так называемые системы с комбинационным разделением.

Чтобы разделяющие устройства были в состоянии различать сигналы отдельных каналов, должны существовать определенные признаки, присущие только данному сигналу. Такими признаками в общем случае могут быть параметры переносчика, например амплитуда, частота или фаза в случае непрерывной модуляции гармонического переносчика. При дискретных видах модуляции различающим признаком может служить и форма сигналов. Соответственно различаются и способы разделения сигналов: частотный, временный, фазовый и др.

5.2. ЧАСТОТНОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ СИГНАЛОВ

Функциональная схема простейшей системы многоканальной связи с разделением каналов по частоте представлена на рис.5.2. В зарубежных источниках для обозначения принципа частотного разделения каналов (ЧРК) используются термины Frequency Division Multiplexing (FDM) и Frequency Division Multiply Access (FDMA).

Сначала в соответствии с передаваемыми сообщениями первичные (индивидуальные) сигналы, имеющие энергетические спектры $G_1(\omega), G_2(\omega), \dots, G_N(\omega)$ модулируют несущие частоты ω_k каждого канала. Эту операцию выполняют модуляторы M_1, M_2, \dots, M_N канальных передатчиков. Полученные на выходе частотных фильтров $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$ спектры $g_k(\omega)$ канальных сигналов занимают соответственно полосы частот $\Delta\omega_1, \Delta\omega_2, \dots, \Delta\omega_N$, которые в общем случае могут отличаться по ширине от спектров сообщений $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_N$. При широкополосных видах модуляции, например ЧМ, ширина спектра $\Delta\omega_k \approx 2(\beta+1)\omega_k$, т.е. в общем случае $\Delta\omega \geq \Omega_k$. Для упрощения будем считать, что используется амплитудная модуляция с одной боковой полосой (АМ-ОБП) (как это принято в аналоговых СП с ЧРК), т.е. $\Delta\omega_k = \Omega$ и $\Delta\omega = N\Omega$.

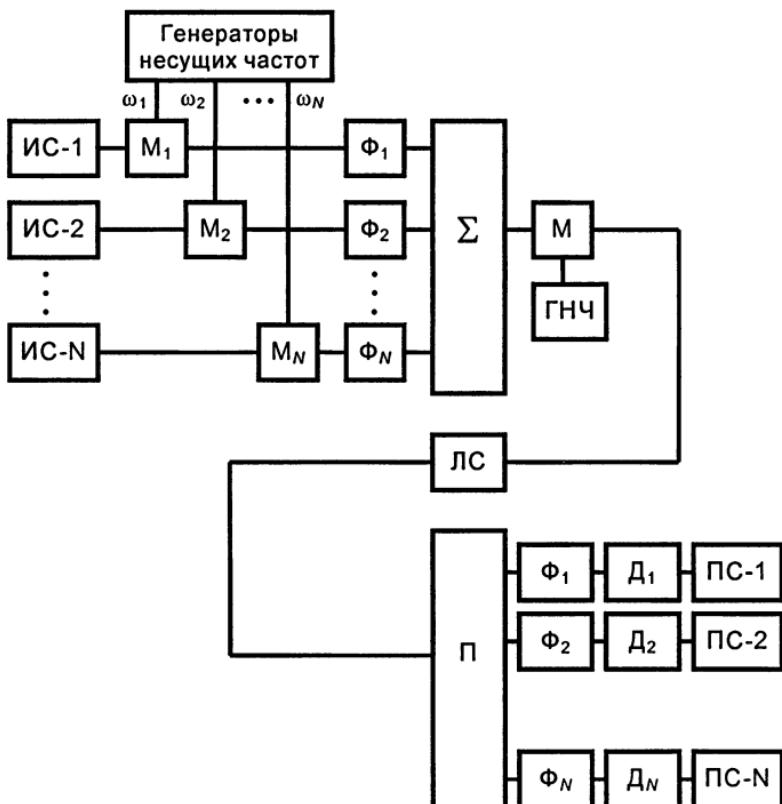


Рис. 5.2. Функциональная схема системы многоканальной связи с частотным разделением каналов

Проследим основные этапы образования сигналов, а также изменение этих сигналов в процессе передачи (рис.5.3). Будем полагать, что спектры индивидуальных сигналов конечны. Тогда можно подобрать поднесущие частоты ω_k так, что полосы $\Delta\omega_1, \dots, \Delta\omega_k$ попарно не перекрываются. При этом условии сигналы $s_k(t)$ ($k=1, \dots, N$) взаимноортогональны. Затем спектры $g_1(\omega), g_2(\omega), \dots, g_N(\omega)$ суммируются (Σ) и их совокупность $g(\omega)$ поступает на групповой модулятор (М). Здесь спектр $g(\omega)$ с помощью колебания несущей частоты ω_0 переносится в область частот, отведенную для передачи данной группы каналов, т.е. групповой сигнал $s(t)$ преобразуется в линейный сигнал $s_n(t)$. При этом может использоваться любой вид модуляции.

На приемном конце линейный сигнал поступает на групповой демодулятор (приемник П), который преобразует спектр линейного сигнала в спектр группового сигнала $g'(\omega)$. Спектр группового сигнала затем с помощью частотных фильтров $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$ вновь разделяется на отдельные полосы $\Delta\omega_k$, соответствующие отдельным каналам. Наконец, канальные демодуляторы Д преобразуют спектры сигналов $g_k(\omega)$ в спектры сообщений $G_k(\omega)$, предназначенные получателям.

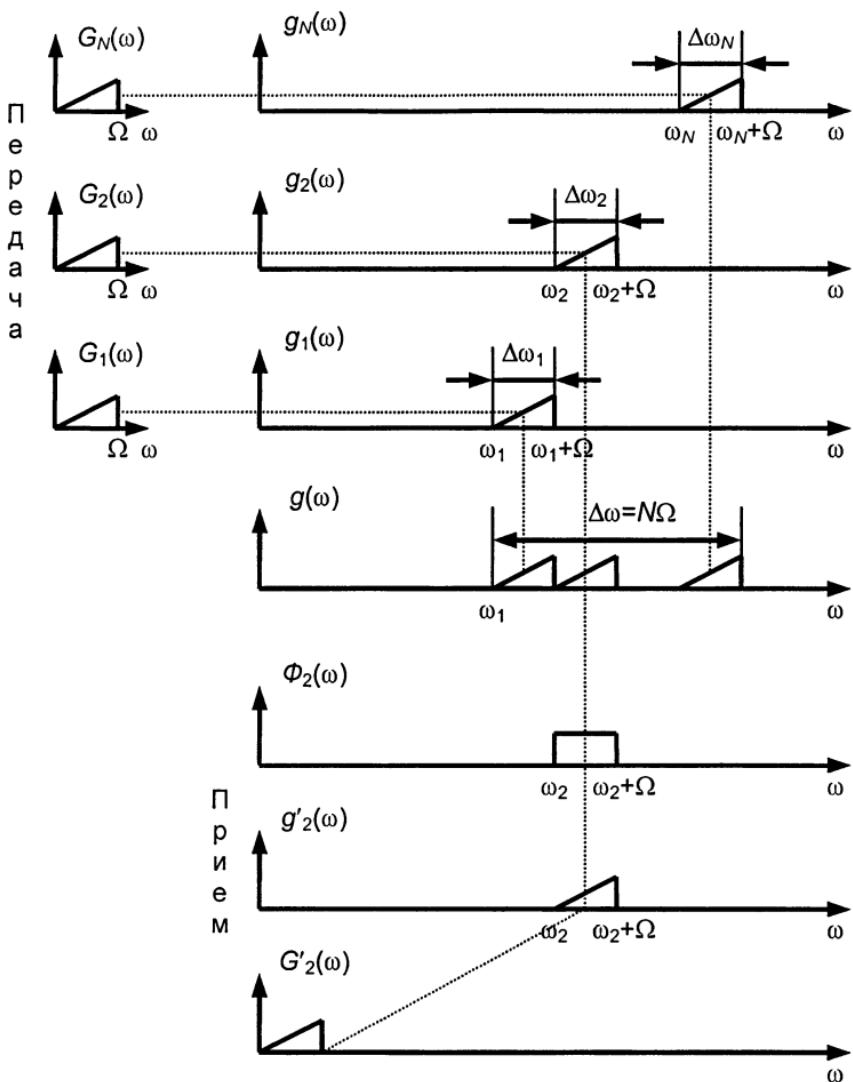


Рис.5.3. Этапы преобразования спектров сигналов в системе с частотным разделением каналов

Из приведенных пояснений легко понять смысл частотного способа разделения каналов. Поскольку всякая реальная линия связи обладает ограниченной полосой пропускания, то при много-канальной передаче каждому отдельному каналу отводится определенная часть общей полосы пропускания. На приемной стороне одновременно действуют сигналы всех каналов, различающиеся положением их частотных спектров на шкале частот. Чтобы без взаимных помех разделить такие сигналы, приемные устройства должны содержать частотные фильтры. Каждый из фильтров Φ_k должен пропустить без ослабления лишь те частоты $\omega \in \Delta\omega_k$, которые принадлежат сигналу данного канала; частоты сигналов всех

других каналов $\omega \notin \Delta\omega_k$ фильтр должен подавить. На практике это невыполнимо. Результатом являются взаимные помехи между каналами. Они возникают как за счет неполного сосредоточения энергии сигнала k -го канала в пределах заданной полосы частот $\Delta\omega_k$, так и за счет неидеальности реальных полосовых фильтров. В реальных условиях приходится учитывать также взаимные помехи нелинейного происхождения, например из-за нелинейности характеристик группового канала.

Для снижения переходных помех до допустимого уровня приходится вводить защитные частотные интервалы $\Delta\omega_{заш}$ (рис. 5.4).

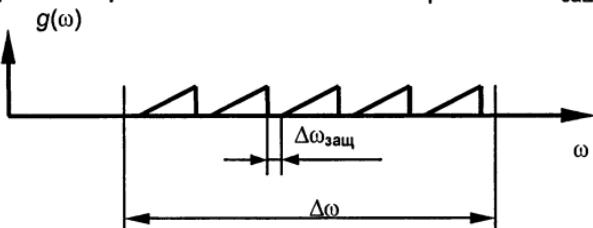


Рис. 5.4. Спектр группового сигнала с защитными интервалами

Так, в современных системах многоканальной телефонной связи каждому телефонному каналу выделяется полоса частот 4 кГц, хотя частотный спектр передаваемых звуковых сигналов ограничен полосой от 300 до 3400 Гц, т.е. ширина спектра составляет 3,1 кГц. Между полосами частот соседних каналов предусмотрены интервалы шириной по 0,9 кГц, предназначенные для снижения уровня взаимных помех при расфильтровке сигналов. Это означает, что в многоканальных системах связи с частотным разделением сигналов эффективно используется лишь около 80 % полосы пропускания линии связи. Кроме того, необходимо обеспечить высокую степень линейности всего тракта группового сигнала.

5.3. ВРЕМЕННОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ КАНАЛОВ

Принцип временного разделения каналов (ВРК) состоит в том, что групповой тракт предоставляется поочередно для передачи сигналов каждого канала многоканальной системы (рис. 5.5). В зарубежных источниках для обозначения принципа временного разделения каналов применяются термины Time Division Multiplexing (TDM) и Time Division Multiply Access (TDMA).



Рис. 5.5. Иллюстрация принципа временного разделения каналов

При передаче используется дискретизация во времени (импульсная модуляция). Сначала передается импульс 1-го канала, затем следующего канала и так до последнего канала с номером N , после чего опять передается импульс 1-го канала и процесс повторяется периодически. На приеме устанавливается аналогичный коммутатор, который поочередно подключает групповой тракт к соответствующим приемникам. В определенный короткий промежуток времени к групповой линии связи оказывается подключена только одна пара приемник/передатчик. Это означает, что для нормальной работы многоканальной системы с ВРК необходима синхронная и синфазная работа коммутаторов на приемной и передающей сторонах. Для этого один из каналов занимают под передачу специальных импульсов синхронизации.

На рис. 5.6 представлены временные диаграммы, поясняющие принцип ВРК. На рис. 5.6, а–г приведены графики трех непрерыв-

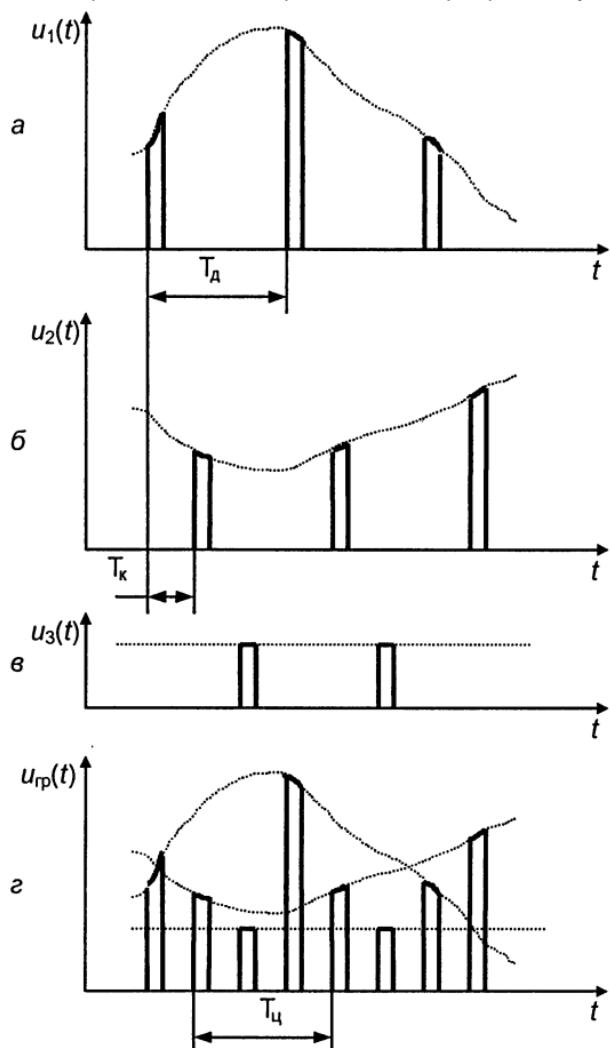


Рис. 5.6. Преобразования сигналов при ВРК

ных аналоговых сигналов $u_1(t)$, $u_2(t)$ и $u_3(t)$ и соответствующих им сигналов амплитудно-импульсной модуляции (АИМ сигналов). Импульсы разных АИМ сигналов сдвинуты друг относительно друга по времени. При объединении индивидуальных каналов в канале (линии) связи образуется групповой сигнал с частотой следования импульсов, в N раз большей частоты следования индивидуальных импульсов.

Интервал времени T_k между ближайшими импульсами группового сигнала u_{gp} называется *канальным интервалом* или *тайм-слотом* (time slot). Промежуток времени между соседними импульсами одного индивидуального сигнала называется *циклом передачи* T_c . От соотношения T_c и T_k зависит число импульсов, которое можно разместить в цикле, т.е. число временных каналов.

При временном разделении, так же как и при ЧРК, существуют взаимные помехи, в основном обусловленные двумя причинами. Во-первых, линейные искажения, возникающие из-за ограниченности полосы частот и неидеальности амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик любой физически осуществимой системы связи, нарушают импульсный характер сигналов. При временном разделении сигналов это приведет к тому, что импульсы одного канала будут накладываться на импульсы других каналов. Иначе говоря, между каналами возникают взаимные переходные помехи или межсимвольная интерференция. Во-вторых, взаимные помехи могут возникать за счет несовершенства синхронизации тактовых импульсов на передающей и приемной сторонах. В силу данных причин временное разделение каналов на основе АИМ не получило практического применения. Временное разделение широко используют в цифровых системах передачи плезиохронной и синхронной иерархий, которые будут подробно рассмотрены ниже.

В общем случае для снижения уровня взаимных помех приходится вводить «защитные» временные интервалы, что соответствует некоторому расширению спектра сигналов. Так, в системах передачи полоса эффективно передаваемых частот $F=3100$ Гц; в соответствии с теоремой Котельникова (см. § 8.1) минимальное значение частоты дискретизации $f_0=1/T_d=2F=6200$ Гц. Однако в реальных системах частоту дискретизации выбирают с некоторым запасом: $f_0=8$ кГц. При временном разделении каналов сигнал каждого канала занимает одинаковую полосу частот, определяемую в идеальных условиях согласно теореме Котельникова из соотношения (без учета канала синхронизации)

$$T_k = T_d/N = 1/(2NF) = 1/(2F_{общ}),$$

где $F_{общ}=FN$, что совпадает с общей полосой частот системы при частотном разделении. Хотя теоретически временное и частотное разделения позволяют получить одинаковую эффективность ис-

пользования частотного спектра, тем не менее, пока системы временного разделения уступают системам частотного разделения по этому показателю.

Вместе с тем системы с временным разделением имеют неоспоримое преимущество, связанное с тем, что благодаря разновременности передачи сигналов разных каналов отсутствуют переходные помехи нелинейного происхождения. Кроме того, аппаратура временного разделения значительно проще аппаратуры частотного разделения, где для каждого индивидуального канала требуются соответствующие полосовые фильтры, которые достаточно трудно реализовать средствами микроэлектроники.

5.4. РАЗДЕЛЕНИЕ СИГНАЛОВ ПО ФОРМЕ

Для разделения сигналов могут использоваться не только такие очевидные признаки, как частота, время и фаза. Наиболее общим признаком является форма сигналов. Различающиеся по форме сигналы могут передаваться одновременно и иметь перекрывающиеся частотные спектры и тем не менее такие сигналы можно разделить, если выполняется условие их ортогональности. Пусть в качестве переносчиков выбраны импульсы, последовательность которых образует, например, степенной ряд.

В предположении, что информация содержится в коэффициентах c_0, c_1, \dots , для группового сигнала запишем

$$s(t) = c_0 t^0 + c_1 t + \dots + c_N t^N.$$

Члены ряда линейно независимы и, следовательно, ни один из канальных сигналов $c_k t^k$ не может быть образован линейной суммой всех других сигналов. Это легко понять; обратив внимание на то, что многочлен от t может быть тождественно равен нулю только в том случае, когда все его коэффициенты равны нулю.

В последние годы успешно развиваются цифровые методы разделения сигналов по их форме. В частности, в качестве переносчиков различных канальных сигналов используются дискретные ортогональные последовательности в виде функций Уолша, Радемахера и др. Широкое развитие методов разделения сигналов по форме привело к созданию систем связи с разделением «почти ортогональных» сигналов, представляющих собой псевдослучайные последовательности, корреляционные функции и энергетические спектры которых близки к аналогичным характеристикам «ограниченного» белого шума. Такие сигналы называют шумоподобными (ШПС). Основной характеристикой ШПС является база сигнала B , определяемая как произведение ширины его спектра F на его длительность T .

База ШПС характеризует расширение его спектра по сравнению со спектром исходного сигнала. Расширение спектра частот может осуществляться умножением исходного сигнала (например, двухчастотной ЧМ) на псевдослучайную последовательность (ПСП) с периодом повторения T (равным длительности интервала модуляции исходного ЧМ сигнала), включающую N бит ПСП длительностью τ_0 каждый. В этом случае база ШПС численно равна количеству элементов ПСП: $B=T/\tau_0=N$.

Поскольку параметры ШПС (два набора значений битов ПСП при двухчастотной ЧМ) известны, то прием ШПС может производиться приемниками, рассчитанными на прием сигналов с известными параметрами. В результате отношение сигнал/шум на выходе приемника улучшается в B раз по отношению к входу.

В зарубежных источниках для обозначения данного принципа применяется понятие кодового разделения каналов – Code Division Multiply Access (CDMA).

5.5. ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ СВЯЗИ

Многоканальные системы передачи с частотным и времененным разделением каналов – это сложный комплекс технических средств, включающий в себя оконечную аппаратуру, устанавливаемую на оконечных пунктах (ОП), промежуточную аппаратуру, размещаемую в обслуживаемых (ОУП) или необслуживаемых (НУП) усилительных пунктах, а также линий связи (рис. 5.7). В отличие от аналоговых систем в цифровых системах на обслуживаемых и необслуживаемых пунктах устанавливается аппаратура для восстановления (регенерации) импульсных сигналов линейного тракта. Отсюда обслуживаемые и необслуживаемые пункты в этих системах принято называть регенерационными (ОРП, НРП).

Поясним, для чего нужны усилительные и регенерационные пункты. Дальность передачи сигналов по физическим цепям (средам) определяется прежде всего затуханием (ослаблением) сигнала из-за того, что в цепи теряется часть энергии передаваемого сигнала. Конкретные электрические параметры цепи и чувствительность приемного устройства определяют допустимую дальность связи. Например, при передаче речи мощность сигнала на выходе микрофона телефонного аппарата $P_{\text{пер}}=1 \text{ мВт}$, а чувствительность телефона приемного аппарата $P_{\text{пр}}=0,001 \text{ мВт}$. Таким образом, максимально допустимое затухание цепи не должно быть больше $a_{\max}=10 \lg(P_{\text{пер}}/P_{\text{пр}})=10 \lg(1/0,001)=30 \text{ дБ}$. Зная затухание a_{\max} и километрический коэффициент затухания d , можно определить дальность передачи $\ell=a_{\max}/d$.

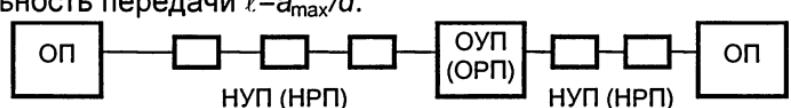


Рис. 5.7. Структурная схема системы передачи

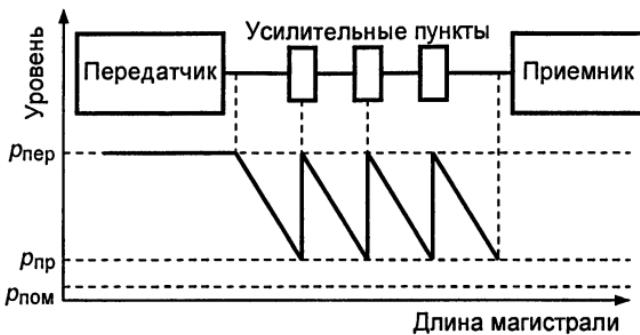


Рис. 5.8. Диаграмма уровней:

$p_{\text{пер}}$, $p_{\text{пр}}$ – уровни сигнала на передаче и приеме; $p_{\text{пом}}$ – уровень помехи

В системах передачи применяется способ компенсации затухания сигналов повышением мощности сигнала в нескольких равномерно расположенных точках тракта. Часть канала связи между соседними промежуточными усилителями называется **усилительным участком**. Изменение уровней сигнала вдоль магистрали описывается **диаграммой уровней**, приведенной на рис.5.8.

Аппаратура ОУП и НУП служит не только для усиления аналогового сигнала, но и для коррекции (выравнивания) амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик линейного тракта. Аппаратура НРП и ОРП предназначена для восстановления амплитуды, длительности и временного интервала между импульсами сигнала цифровых систем.

Расстояние между НУП (НРП) меняется в широких пределах для различных систем передачи и может составлять от единиц до десятков (иногда сотен) километров. Как правило, НУП (НРП) представляет собой металлическую камеру, имеющую подземную и наземную части. В камере размещаются вводно-коммутационное и усилительное (регенерационное) оборудование. Аппаратура ОП и ОУП (ОРП) размещается в зданиях, где постоянно находится технический персонал для ее обслуживания.

Список литературы к главе 5

1. Кловский Д.Д., Шилкин В.А. Теория электрической связи: Сб. задач и упражнений. – М.: Радио и связь, 1990. – 280 с.
2. Многоканальная связь и РРЛ: Учеб. для вузов / Баева Н.Н., Бобровская И.К., Брескин В.А., Федорова Е.Л. – М.: Радио и связь, 1984. – 216 с.
3. Многоканальные системы передачи: Учеб. для вузов / Баева Н.Н., Гордиенко В.Н., Курицын С.А. и др.; Под ред. Н.Н. Баева, В.Н. Гордиенко. – М.: Радио и связь, 1997.– 560 с.
4. Теория передачи сигналов: Учеб. для вузов: 2-е изд., перераб. и доп. / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, М.В. Назаров, Л.М. Финк. – М.: Радио и связь, 1986. – 304 с.
5. Теория электрической связи: Учеб. пособие / Назаров М.В., Прохоров Ю.Н. – М., 1990. – 72 с.
6. Цифровые и аналоговые системы передачи: Учеб. для вузов / В.И. Иванов, В.Н. Гордиенко, Г.Н. Попов и др.; Под ред. В.И. Иванова. – М.: Радио и связь, 1995. – 232 с.

Глава 6

ЛИНИИ СВЯЗИ

6.1. КАБЕЛЬНЫЕ И ВОЗДУШНЫЕ ЛИНИИ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПРОВОДНИКОВ

Существующие линии связи (ЛС) [7,8,9] в зависимости от используемой среды распространения сигналов принято делить на проводные и радиолинии.

К линиям связи предъявляются следующие основные требования:

- осуществление связи на практически требуемые расстояния;
- широкополосность и пригодность для передачи различных видов сообщений;
- защищенность цепей от взаимных влияний и внешних помех, а также от физических воздействий (атмосферных явлений, коррозии и пр.);
- стабильность параметров линии, устойчивость и надежность связи;
- экономичность системы связи в целом.

Часто возникает путаница в применении терминов «провод», «кабель» и «линия связи». Провод – конструктивный элемент, представляющий собой проводник (проводники) той или иной конструкции в изолирующем покрытии. Кабель – законченная конструкция, состоящая из одного или нескольких проводов, заключенных в общие экранирующие, защитные и прочие покровы. Линия связи – инженерное сооружение, состоящее из проложенного по определенной географической трассе кабеля связи, при необходимости снабженная устройствами защиты от внешних влияний (грозозащитники и т.п.), а также усилительными и регенерационными пунктами.

Рассмотрим проводные ЛС. В простейшем случае проводная ЛС – физическая цепь, образуемая парой металлических проводников. По конструкции и взаимному расположению проводников различают симметричные и коаксиальные провода и кабели связи (рис.6.1).

Симметричный провод состоит из двух совершенно одинаковых в электрическом и конструктивном отношениях изолированных проводников. В зарубежных источниках его часто называют «витая пара» (Twisted Pair – TP). Различают экранированные (shielded) и неэкранированные (unshielded) симметричные провода.

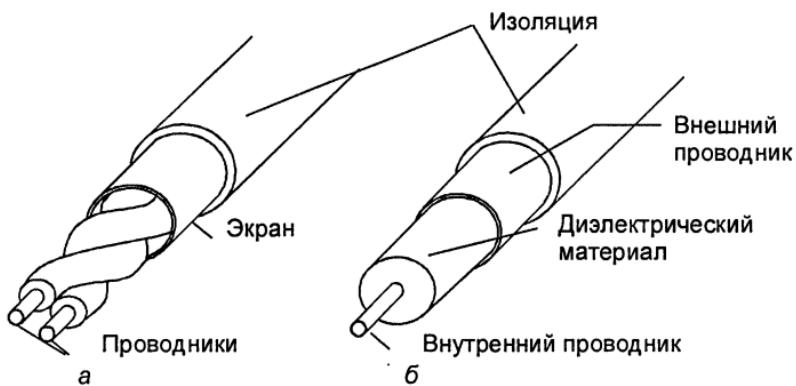


Рис. 6.1. Типичный вид симметричного (а) и коаксиального (б) провода

Коаксиальный провод (от англ. co-axial – соосный) представляет собой два цилиндра с совмещенной осью, причем один цилиндр – сплошной внутренний проводник концентрически расположен внутри другого полого цилиндра (внешнего проводника). Проводники изолированы друг от друга диэлектрическим материалом.

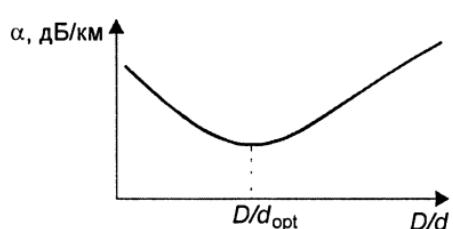


Рис. 6.2. Зависимость коэффициента затухания КК от соотношения диаметров проводников

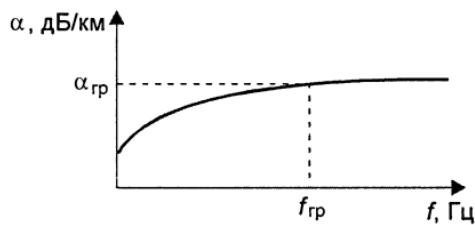


Рис. 6.3. Частотная зависимость коэффициента затухания металлического кабеля

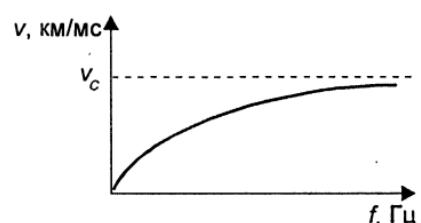


Рис. 6.4. Частотная зависимость скорости распространения электромагнитной волны

Рассмотрим основные параметры симметричных и коаксиальных кабелей (СК и КК).

Коэффициент затухания (α , дБ/км) зависит от свойств материалов проводников и изоляционного материала. Наилучшими свойствами (малым сопротивлением) обладают медь и серебро. Коэффициент затухания зависит также от геометрических размеров проводников. СК с большими диаметрами проводников имеют меньший коэффициент затухания. Коэффициент затухания КК зависит от соотношения диаметров внешнего и внутреннего проводника (рис. 6.2). Оптимальными соотношениями являются (материал внешнего проводника): 3,6 для меди, 3,9 для алюминия, 5,2 для свинца.

Очень важной характеристикой, фактически определяющей широкополосность системы связи, является зависимость ко-

эффициента затухания от частоты (рис.6.3). Если определен граничный коэффициент затухания $\alpha_{\text{гр}}$ (обычно он определяется возможностями усилителей или регенераторов (см. § 5.4)), то данному коэффициенту соответствует граничная частота пропускания системы $f_{\text{гр}}$. Полоса пропускания системы не превышает граничной частоты пропускания.

Частотная зависимость скорости распространения (v , км/мс) показана на рис.6.4. С ростом частоты скорость распространения увеличивается, приближаясь к скорости света в вакууме $v_c \approx 300$ км/мс. Данный параметр зависит также от свойств диэлектрика, применяемого в кабеле.

Волновое сопротивление (Z_b , Ом) – сопротивление, которое встречает электромагнитная волна при распространении вдоль однородной линии без отражения, т.е. при условии, что на процесс передачи не влияют несогласованности на концах линии. Волновое сопротивление СК зависит от удельных значений емкости и индуктивности кабеля. Для КК волновое сопротивление определяется как $Z_y = \frac{1}{2\pi} Z \ln \frac{D}{d}$, где Z – волновое сопротивление диэлектрика, D и d – соответственно диаметры внешнего и внутреннего проводников.

Основные требования к СК определены в рекомендации ITU-T G.613. Диаметр жилы СК обычно составляет 0,4...1,2 мм. Как правило, СК обычно используются в диапазоне частот до 10 МГц. Основные параметры КК приведены в табл.6.1.

Таблица 6.1

Тип КК	Диаметр проводника внутренний/внешний, мм	Рекомендация ITU-T	Рабочая полоса частот, МГц
Мини-КК	0,7/2,9	G.621	0,2...20
Малогабаритный КК	1,2/4,4	G.622	0,06...70
Нормализованный КК	2,6/9,5	G.623	0,06...300

В настоящее время выпускается широкая номенклатура кабелей, различающихся назначением, областью применения, условиями прокладки и эксплуатации и пр.

На рис.6.5 приведен пример конструкции кабеля для магистральной сети КМБ-8/7. В конструкции кабеля предусмотрено несколько коаксиальных цепей разного типа, несколько симметричных пар, а также отдельные изолированные жилы. Последние обычно используются для технологических целей.

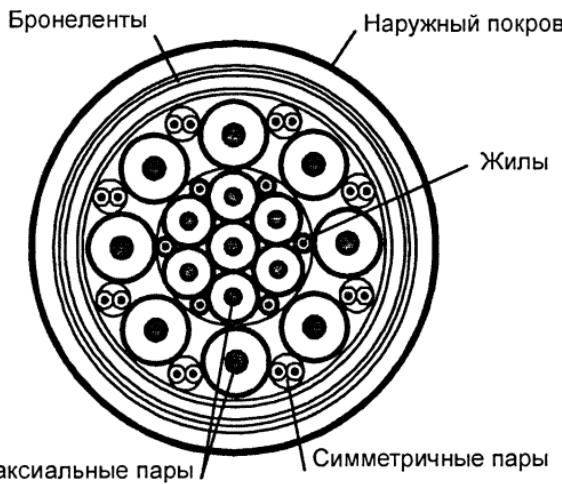


Рис. 6.5. Пример конструкции кабеля (кабель КМБ-8/7)

Воздушные ЛС (ВЛС) не имеют изолирующего покрытия между проводниками, роль изолятора играет слой воздуха. Проводники выполняются, в основном, из биметаллической сталемедной (сталь-алюминиевой) проволоки. Внутренний диаметр стальной проволоки обычно составляет 1,2...4 мм, толщина внешнего слоя меди (алюминия) 0,04...0,2 мм. Проволока подвешивается на деревянных или железобетонных опорах с помощью фарфоровых изоляторов. Используемый частотный диапазон ВЛС не превышает 150 кГц.

6.2. ПРОБЛЕМА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

Цепи ЛС постоянно находятся под воздействием сторонних электромагнитных полей различного происхождения. Выделяют две основные группы источников сторонних полей:

- **внутренние** – соседние физические и искусственные цепи данной линии связи;
- **внешние** – энергетически и конструктивно не связанные с линией связи.

Внешние источники помех, в свою очередь, по своему происхождению делятся на:

- **естественные** – грозовые разряды, солнечная радиация и пр.;
- **созданные человеком** – высоковольтные линии передачи, радиостанции, линии электрифицированных железных дорог, электрические сети промышленных предприятий и отдельные энергоемкие устройства.

Сторонние электромагнитные поля индуцируют в цепях линий связи помехи, которые не только снижают качество передачи, но иногда возбуждают большие напряжения и токи, приводящие к раз-

рушению линий связи и аппаратуры. Указанные воздействия называют *электромагнитными влияниями* или просто *влияниями на цепи линий связи*. Данная проблема является общей для всех систем и устройств телекоммуникаций и называется *проблемой электромагнитной совместимости*. Сущность ее состоит в том, что в процессе проектирования, строительства и эксплуатации телекоммуникационных устройств и систем необходимо учитывать два противоречивых требования:

- обеспечить достаточную для нормальной работы телекоммуникационных систем защиту от воздействия на них сторонних электромагнитных полей;
- ограничить допустимыми значениями уровни влияния электромагнитных полей проектируемых устройств и систем на другие устройства.

При количественной оценке уровня взаимных влияний обычно рассматривают две цепи: *влияющую* (создающую электромагнитное поле) и *подверженную влиянию* (в которой индуцируются помехи) (рис. 6.6). Ближним концом линии называют тот, к которому подключен генератор, дальним концом – тот, к которому подключена нагрузка цепи. Соответственно рассматриваются мощности сигналов в цепях: P_{10} – на ближнем конце влияющей цепи; P_{1L} – на дальнем конце влияющей цепи; P_{20} – на ближнем конце цепи, подверженной влиянию; P_{2L} – на дальнем конце цепи, подверженной влиянию.

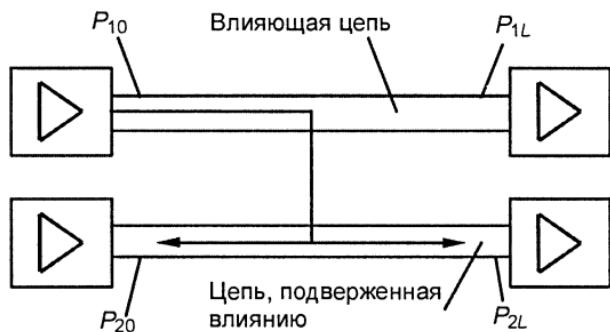


Рис. 6.6. Иллюстрация взаимного влияния цепей

Количественно защищенность от переходных помех из-за взаимных электромагнитных влияний оценивается рядом показателей, в том числе *переходным затуханием на ближнем конце линии* (Near End Cross Talk – NEXT) $A_0 = 10 \lg |P_{10}/P_{20}|$, *переходным затуханием на дальнем конце линии* (Far End Cross Talk – FEXT) $A_L = 10 \lg |P_{1L}/P_{2L}|$.

6.3. ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ ЛИНИИ СВЯЗИ

Волоконно-оптические линии связи (ВОЛС) [3,6,11] имеют ряд существенных преимуществ по сравнению с линиями связи на основе металлических кабелей. К ним относятся: большая пропускная способность, малое затухание, малые масса и габариты, высокая помехозащищенность, надежная техника безопасности, практически отсутствующие взаимные влияния, долговечность, малая стоимость из-за отсутствия в конструкции цветных металлов.

Конечно, ВОЛС обладают рядом недостатков:

- при создании линии связи требуются высоконадежные активные элементы, преобразующие электрические сигналы в оптическое излучение и обратно, а также оптические соединители (коннекторы) с малым затуханием и большим ресурсом на подключение-отключение; точность изготовления таких элементов линии связи должна быть очень высока, поэтому их производство дорогостоящее;
- для монтажа оптических волокон требуется прецизионное, а потому дорогое технологическое оборудование;
- при обрыве оптического кабеля затраты на восстановление выше, чем при использовании кабелей с металлическими проводниками.

Преимущества ВОЛС настолько значительны, что, несмотря на перечисленные недостатки, эти линии связи очень широко используются на практике.

В ВОЛС применяют электромагнитные волны оптического диапазона. Напомним, что видимое оптическое излучение лежит в диапазоне длин волн 380...760 нм. Практическое применение в ВОЛС получил инфракрасный диапазон, т.е. излучение с длиной волны более 760 нм.

Оптическое волокно (ОВ) изготавливается из недорогого материала – кварцевого стекла в виде цилиндров с совмещенными осями и различными коэффициентами преломления. Внутренний цилиндр называется **сердцевиной** (Core), а внешний слой – **оболочкой** (Cladding). Принцип распространения оптического излучения вдоль оптического волокна основан на отражении от границы сред с разными показателями преломления (рис.6.7).



Рис. 6.7. Иллюстрация принципа распространения оптического излучения

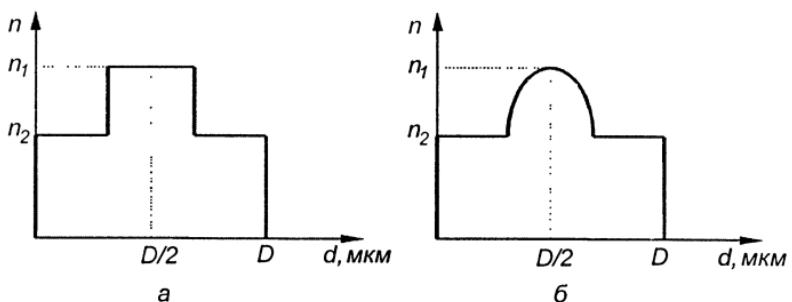


Рис. 6.8. Профиль показателя преломления ступенчатого (а) и градиентного (б) ОВ

Угол полного внутреннего отражения, называемый также *критическим*, при котором падающее на границу двух сред излучение полностью отражается без проникновения во внешнюю среду, определяется соотношением $\theta_{kp} = \arccos(n_2/n_1)$, где n_1 – показатель преломления сердцевины; n_2 – показатель преломления оболочки, причем $n_1 > n_2$. Излучение должно вводится в волокно под углом к оси, меньшим θ_{kp} .

В зависимости от вида профиля показателя преломления сердцевины различают ступенчатые и градиентные ОВ. У ступенчатых ОВ показатель преломления сердцевины постоянен (рис. 6.8, а). У градиентных ОВ показатель преломления сердцевины плавно меняется вдоль радиуса от максимального значения на оси до значения показателя преломления оболочки (рис. 6.8, б).

В ОВ может одновременно существовать несколько типов волн (мод). В зависимости от модовых характеристик ОВ со ступенчатым профилем преломления делятся на два вида: *многомодовые* и *одномодовые*.

Количество мод зависит от значения нормированной частоты $V = \frac{D\pi}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$, где D – диаметр сердцевины ОВ; λ – рабочая длина волн. Одномодовый режим реализуется при $V < 2,405$. Заранее определенными и сравнительно малыми величинами являются рабочая длина волн и разность показателей преломления $\delta_n = n_1 - n_2$. Обычно ОВ изготавливают с $\delta_n = 0,003 \dots 0,05$. Поэтому диаметр сердцевины одномодовых волокон также небольшой и составляет 5...15 мкм (обычно 9 или 10). Для многомодовых волокон диаметр сердцевины около 50 мкм (обычно 50 или 62,5). Диаметр оболочки у всех типов ОВ 125 мкм. Диаметр защитного покрытия 500 мкм. Наружный диаметр кабеля с числом ОВ от 2...32 с учетом всех защитных оболочек и элементов обычно составляет 5...17 мм.

Затухание ОВ определяется потерями на поглощение и на рассеяние излучения в оптическом волокне. Потери на поглощение зависят от чистоты материала, потери на рассеяние – от неоднородностей показателя преломления материала.

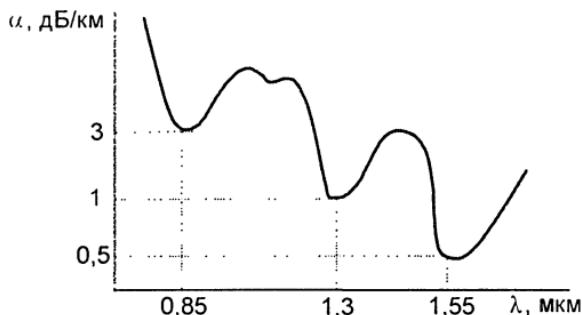


Рис. 6.9. Спектральная характеристика коэффициента затухания ОВ

Затухание ОВ неоднородно для разных длин волн. Зависимость коэффициента затухания α ОВ от рабочей длины волны приведена на рис.6.9. Данная зависимость имеет три минимума, называемые окнами прозрачности. Исторически первым было освоено первое окно прозрачности на рабочей длине волны 0,85 мкм. Первые полупроводниковые излучатели (лазеры и светодиоды) и фотоприемники были разработаны именно для данной длины волны. Коэффициент затухания в первом окне значителен и составляет единицы децибелов на километр (дБ/км). Позднее были созданы излучатели и фотоприемники, способные работать на больших длинах волн (1,3 и 1,55 мкм). Современные системы связи обычно используют второе или третье окно с малыми коэффициентами затухания. Современная технология позволяет получить ОВ с коэффициентом затухания порядка сотых долей децибела на километр.

Другой важнейший параметр оптического волокна – *дисперсия* – рассеяние во времени спектральных и модовых составляющих оптического сигнала. Существуют три типа дисперсии:

- **модовая дисперсия** присуща многомодовому волокну и обусловлена наличием большого числа мод, время распространения которых различно;
- **материальная дисперсия** обусловлена зависимостью показателя преломления от длины волны;
- **волноводная дисперсия** обусловлена процессами внутри моды и характеризуется зависимостью скорости распространения моды от длины волны.

Поскольку источники оптического излучения излучают некоторый спектр длин волн (светодиоды – 15...80 нм; лазеры – 0,1...4 нм), дисперсия приводит к уширению импульсов при распространении по волокну и тем самым порождает искажения сигналов. Уширение определяется как $\tau = \sqrt{t_{\text{вых}}^2 - t_{\text{вх}}^2}$, где $t_{\text{вх}}, t_{\text{вых}}$ – длительность импульса соответственно на входе и выходе ОВ. Единицей измерения ушире-

ния является наносекунда на километр (нс/км). При оценке пользуются термином «полоса пропускания», $\Delta F \approx 1/t$ – это величина, обратная уширению импульса при прохождении им по оптическому волокну расстояния 1 км. Полоса пропускания измеряется в мегагерц-километрах (МГц·км). Из определения полосы пропускания видно, что дисперсия накладывает ограничение на дальность связи и на верхнюю частоту передаваемых сигналов.

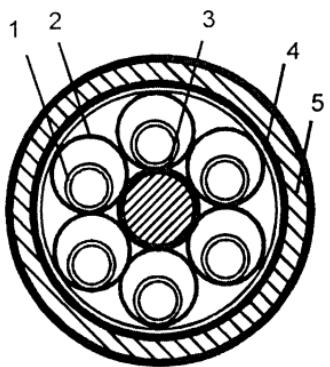
Если при распространении света по многомодовому волокну как правило преобладает модовая дисперсия, то одномодовому волокну присущи только два последних типа дисперсии. На длине волны 1,3 мкм материальная и волноводная дисперсии в одномодовом волокне компенсируют друг друга, что обеспечивает наивысшую пропускную способность.

Затухание и дисперсия у разных типов оптических волокон различны. Одномодовые волокна обладают лучшими характеристиками по затуханию и по полосе пропускания. Однако одномодовые источники излучения в несколько раз дороже многомодовых. В одномодовое волокно труднее ввести излучение из-за малых размеров ОВ, по этой же причине сращивание одномодовых волокон сложно осуществить с малыми потерями. Монтаж оптических разъемов для одномодовых кабелей также обходится дороже.

Многомодовые волокна более удобны при монтаже, так как размер сердцевины в них в несколько раз больше, чем в одномодовых волокнах. Проще получается монтаж оптических разъемов для многомодового кабеля с малыми потерями (до 0,3 дБ) на стыке. На многомодовое волокно рассчитаны излучатели на длину волны 0,85 мкм – доступные и дешевые излучатели, выпускаемые в очень широком ассортименте. Но затухание на этой длине волны у многомодовых волокон находится в пределах 3...4 дБ/км и не может быть существенно улучшено. Полоса пропускания у многомодовых волокон достигает 800 МГц·км, что приемлемо для локальных сетей связи, но недостаточно для магистральных линий. Полоса пропускания у одномодовых волокон может достигать 5000 МГц·км.

Сегодня в мире существует несколько десятков фирм, производящих волоконно-оптические кабели (ВОК) различного назначения. Определяющими параметрами при производстве ВОК являются условия эксплуатации и пропускная способность линии связи. Основные требования к ВОК сформулированы в рекомендациях ITU-T серии G.650.

По условиям эксплуатации кабели подразделяют на монтажные, станционные, зоновые и магистральные. Первые два типа кабелей предназначены для прокладки внутри зданий и сооружений. Они компактны, легки и, как правило, имеют небольшую строительную длину. Кабели последних двух типов предназначены



*Рис. 6.10. Пример конструкции оптического кабеля:
1 – ОВ, 2 – полиэтиленовая трубка, 3 – силовой элемент, 4 и 5 – соответственно внутренняя и внешняя полиэтиленовые оболочки*

для прокладки в колодцах кабельных коммуникаций, в грунте, на опорах вдоль ЛЭП, под водой. Эти кабели имеют защиту от внешних воздействий и строительную длину более двух километров.

Для обеспечения большой пропускной способности линии связи производятся ВОК, содержащие небольшое число (до восьми) одномодовых волокон с малым затуханием, а кабели для распределительных сетей могут содержать до 144 волокон, как одномодовых, так и многомодовых, в зависимости от расстояний между сегментами сети.

При изготовлении ВОК в основном используются два подхода:

- конструкции со свободным перемещением элементов;
- конструкции с жесткой связью между элементами.

Существуют многочисленные комбинации конструкций ВОК, которые в сочетании с большим ассортиментом применяемых материалов позволяют выбрать исполнение кабеля, наилучшим образом удовлетворяющее всем условиям проекта, в том числе стоимостным. На рис.6.10 приведен пример конструкции оптического кабеля.

Сращивание строительных длин оптических кабелей производится с помощью кабельных муфт специальной конструкции.

6.4. КАБЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

В настоящее время проводные линии связи широко используются при построении локальных сетей. Данные линии связи стандартизированы и обычно называются *структурированной кабельной системой* (СКС) [6.4, 6.10]. Известны СКС категорий 3, 4, 5 стандартов EIA/TIA-568, TSB-36, TSB-40 специального подкомитета TR41.8.1. Приведем основные параметры проводки:

- длина горизонтальных кабелей – не более 90 м независимо от типа кабеля;
- к применению допускаются кабели четырех типов: 4-парный из неэкранированных витых пар с волновым сопротивлением 100 Ом; 2-парный из экранированных витых пар с волновым сопротивлением 150 Ом; коаксиальный с волновым сопротивлением 50 Ом; волоконно-оптический с волокнами диаметром 62,5/125 мкм;



Рис. 6.11. Структура СКС

- типы соединителей: модульный 8-контактный RJ-45; 4-контактный по стандарту IEEE 802.5; коаксиальный BNC; оптический не определен;
- на каждом рабочем месте устанавливается не менее двух розеток;
- разводка кабелей должна соответствовать топологии «звезда».

Общая структура СКС показана на рис. 6.11.

6.5. РАДИОЛИНИИ

В радиолиниях связи средой распространения электромагнитных волн в подавляющем большинстве случаев (за исключением случая связи между космическими аппаратами) является атмосфера Земли. На рис. 6.12 приведено упрощенное строение атмосферы Земли.

Реально строение атмосферы более сложно и приведенное деление на тропосферу, стратосферу и ионосферу достаточно условно. Высота слоев приблизительна и различна для разных географических точек Земли. Около 80 % массы атмосферы сосредо-



Рис. 6.12. Строение атмосферы Земли

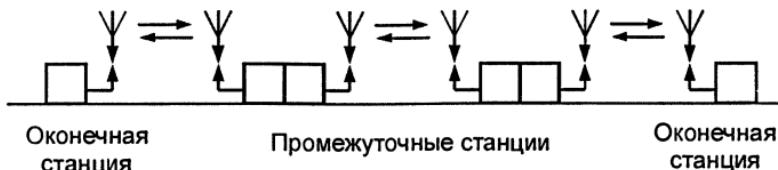


Рис. 6.13. Типичный вид радиолинии

точено в тропосфере и около 20 % – в стратосфере. Плотность атмосферы в ионосфере крайне мала, граница между ионосферой и космическим пространством является условным понятием, так как следы атмосферы встречаются даже на высотах более 400 км. Считается, что плотные слои атмосферы заканчиваются на высоте около 120 км.

Типичный вид радиолинии показан на рис. 6.13. Линия может состоять из двух оконечных станций, примером таких радиолиний являются линии сетей передачи сообщений массового характера (сети телевизионного и радиовещания). Радиолиния может содержать несколько промежуточных переприемных станций. Так строятся линии радиорелейных систем передачи.

Классификация и способы распространения радиоволн приведены в табл. 6.2 и 6.3. Деление радиоволн на диапазоны установлено Международным регламентом радиосвязи ITU-R.

Радиоволны, излучаемые передающей антенной, прежде чем попасть в приемную антенну, проходят в общем случае сложный путь. На значение напряженности поля в точке приема оказывает влияние множество факторов. Основные из них:

- отражение электромагнитных волн от поверхности Земли;
- преломление (отражение) в ионизированных слоях атмосферы (ионосфере);
- рассеяние на диэлектрических неоднородностях нижних слоев атмосферы (тропосфере);
- дифракция на сферической выпуклости Земли.

Кроме того, напряженность поля в точке приема зависит от длины волны и освещенности земной атмосферы Солнцем и ряда других факторов.

Таблица 6.2

Вид радиоволн	Основные способы распространения радиоволн	Дальность связи, км
Мириаметровые и километровые (сверхдлинные и длинные)	Дифракция. Отражение от Земли и ионосфера	До тысячи. Тысячи
Гектометровые (средние)	Дифракция. Преломление в ионосфере	Сотни. Тысячи
Декаметровые (короткие)	Преломление в ионосфере и отражение от Земли	Тысячи
Метровые и более короткие	Свободное распространение и отражение от Земли. Рассеяние в тропосфере	Десятки. Сотни

Таблица 6.3

Вид радиоволн	Тип радиоволн	Диапазон радиоволн (длина волны)	Номер диапазона	Диапазон частот	Вид радиочастот
Мириаметровые	Сверхдлинные	10...100 км	4	3...30 кГц	Очень низкие (ОНЧ)
Километровые	Длинные	1...10 км	5	30...300 кГц	Низкие (НЧ)
Гектометровые	Средние	100...1000 м	6	300...3000 кГц	Средние (СЧ)
Декаметровые	Короткие	10...100 м	7	3...30 МГц	Высокие (ВЧ)
Метровые	Ультракороткие	1...10 м	8	30...300 МГц	Очень высокие (ОВЧ)
Дециметровые		10...100 см	9	300...3000 МГц	Ультравысокие (УВЧ)
Сантиметровые		1...10 см	10	3...30 ГГц	Сверхвысокие (СВЧ)
Миллиметровые		1...10 мм	11	30...300 ГГц	Крайне высокие (КВЧ)
Децимиллиметровые		0,1...1 мм	12	300...3000 ГГц	Гипервысокие (ГВЧ)

Список литературы к главе 6

1. **100 лет радио:** Сб. статей / Под ред. В.В. Мигулина, А.В. Гороховского. – М.: Радио и связь, 1995. – 384 с.
2. **ITU-T Recommendations. Series G.600, K, L.**
3. **Волоконно-оптические системы передачи и кабели: Справочник / И.И. Гроднев, А.Г. Мурадян, Р.М. Шарафутдинов и др.** – М.: Радио и связь, 1993. – 264 с.
4. **Гальперович Д.Я., Яшнев Ю.В. Высокоскоростные кабельные системы для компьютерных сетей.** – М.: SPSL, «Русская панорама». 1999. – 128 с. – (Серия «Профессионалы: Просто о сложном»).
5. **Городские телефонные кабели: Справочник / А.С. Брискер, А.Д. Руга, Д.Л. Шарле;** Под ред. А. С. Брискера. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1991. – 207 с.
6. **Ионов А.Д. Волоконная оптика в системах связи и коммутации. Ч.1.** – 1998. – 128 с.
7. **Ионов А.Д., Попов Б.В. Линии связи: Учеб. пособие.** – М.: Радио и связь, 1990. – 166 с.
8. **Линии связи: Учеб. для вузов. / И.И. Гроднев, С.М. Верник, Л.Н. Кочановский;** Под ред. Л.Н. Кочановского. – 6-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1995. – 489 с.
9. **Основы проектирования сооружений связи: Учеб. пособие для вузов. / А.И. Овсянников, В.А. Колесников, М.К. Цыбулин.** – М.: Радио и связь, 1991. – 231 с.
10. **Смирнов И.Г. Структурированные кабельные системы.** – М.: Эко-Трендз, 1998. – 178 с.
11. **Убайдуллаев Р. Волоконно-оптические сети.** – М.: Эко-Трендз, 1998. – 267 с.

Глава 7

АНАЛОГОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

7.1. ДВУСТОРОННЯЯ ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ

Ко многим системам связи предъявляется требование обеспечения одновременной и независимой передачи сигналов в двух направлениях – требование *двусторонней связи* [2,3,7]. Для организации двусторонней связи, например между станциями А и Б, используются два канала однонаправленного действия, образующие двунаправленный четырехпроводный канал (рис.7.1). Проходящие через однонаправленный канал сигналы усиливаются с коэффициентами усиления S_{A-B} и S_{B-A} .

Двунаправленный двухпроводный канал образуется из четырехпроводного при помощи развязывающих устройств (РУ). Зажимы 1-1 РУ называют *линейными*. Прохождение сигналов от линейных зажимов РУ станции А к линейным зажимам РУ станции Б, а также в противоположном направлении показаны на рис.7.1 с помощью сплошной и штриховой линий.

Затухание сигналов между линейными зажимами станций А и Б называется *остаточным затуханием* двухпроводного канала: $a_{ост} = a_{1-2} - S_{A-B(B-A)} + a_{4-1}$. Желательно, чтобы a_{1-2} и a_{4-1} были минимальны.

Основная трудность при организации перехода от четырех- к двухпроводному каналу с помощью РУ состоит в появлении петли обратной связи (ОС). Сигнал, попадая в двухпроводный канал, на-

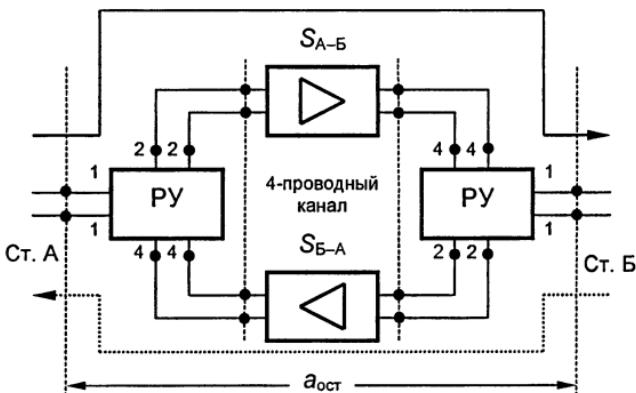


Рис. 7.1. Структура канала двустороннего действия

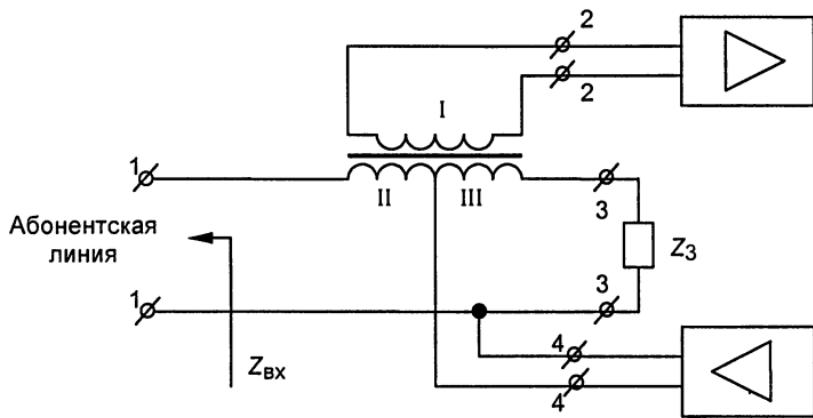


Рис. 7.2. Схема трансформаторной ДС

чинаяет циркулировать по петле ОС, что приводит к искажениям формы сигналов и в пределе – к самовозбуждению канала.

Затухание, которое претерпевает сигнал, проходя от зажимов 4–4 к зажимам 2–2 РУ, называется *переходным*, $a_{\text{п.}}$.

Затухание по петле ОС, равное сумме всех затуханий и усилений, $a_{\text{ОС}} = a_{\text{п.1}} + a_{\text{п.2}} - S_{A-B} - S_{B-A}$ носит специальное название – *запас устойчивости*. Если $a_{\text{ОС}} \leq 0$, то канал неустойчив и самовозбуждается.

В качестве РУ в современных системах передачи широко используется дифференциальная система (дифсистема, ДС), выполненная на основе симметричного трансформатора со средней точкой (рис. 7.2) (полуобмотки II и III идентичны). В состав ДС входит сопротивление Z_3 , называемое *балансным*. Оно приближенно отражает свойства входного сопротивления абонентской линии.

К ДС предъявляются требования минимального затухания в рабочих направлениях и максимального переходного затухания. Данные требования выполняются при соблюдении так называемого условия баланса ДС. Условием баланса ДС в направлении 4–4→2–2 является равенство входного сопротивления абонентской линии и балансного сопротивления: $Z_{\text{вх}} = Z_3$. Условием баланса ДС в направлении 1–1→3–3 является равенство входного сопротивления первой полуобмотки дифференциального трансформатора и входного сопротивления направления приема четырехпроводного канала: $Z_{\text{вх.тр.}} = Z_4$.

В случае сбалансированной ДС мощность входных сигналов, подводимых к зажимам 1–1 и зажимам 4–4, передается на соответствующие выходные зажимы 2–2 и 1–1 не полностью, а лишь частично, и входные сигналы испытывают так называемые рабочие затухания ДС: $a_{4-1} = a_{1-2} = 10 \lg 2 = 3$ дБ. В реальных ДС за счет неидеальности трансформатора рабочие затухания несколько больше.

Переходное затухание реальной ДС также является конечной величиной. Оно зависит в основном от точности равенства входного сопротивления абонентской линии и балансного сопротивления. Точно выполнить это равенство на практике не представляется возможным, поскольку к одной и той же ДС могут подключаться абонентские линии с существенно различающимися характеристиками. В то же время характеристики балансного сопротивления являются постоянной величиной. Балансное сопротивление (балансный контур) обычно выполняется в виде последовательно включенных резистора сопротивлением 600 Ом и конденсатора емкостью 1 мкФ. Поэтому величина переходного затухания реальных ДС обычно не превышает 20...40 дБ.

7.2. КАНАЛЫ СВЯЗИ

СТАНДАРТНЫЙ КАНАЛ ТОНАЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ

Канал тональной частоты (ТЧ) является единицей измерения емкости систем передачи и используется для передачи телефонных сигналов, а также сигналов данных, факсимильной и телеграфной связи. Такой канал включает в себя двухпроводное окончание и четырехпроводный тракт. Дифсистема служит для перехода с четырехпроводного тракта к двухпроводному окончанию. Удлинители (устройства внесения затухания) в двухпроводном окончании имеют затухание 3,5 дБ и называются *транзитными*. Характеристики канала ТЧ нормируются рекомендациями ITU-T серии М. В нашей стране требования ITU-T уточняют «Нормы на электрические параметры каналов ТЧ магистральной и внутризоновых первичных сетей», введенные в действие приказом Министерства связи № 43 от 15.04.96. Рассмотрим основные характеристики канала ТЧ [4, 5].

Нормированные (номинальные) измерительные уровни в стандартных точках канала ТЧ составляют (рис.7.3): на входе канала 0 дБм, на выходе транзитного удлинителя -3,5 дБм, на входе

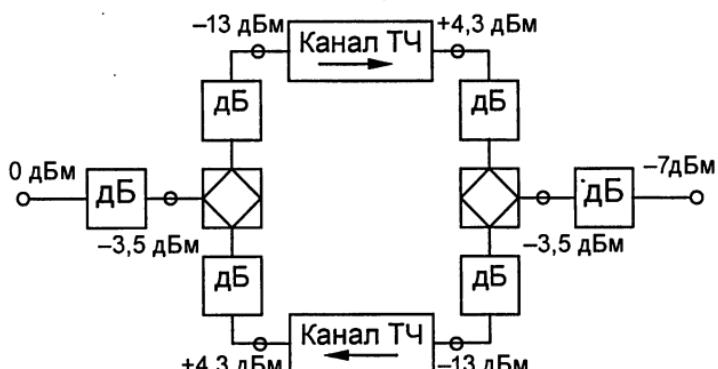


Рис. 7.3. Номинальные измерительные уровни канала:
дБ – удлинитель

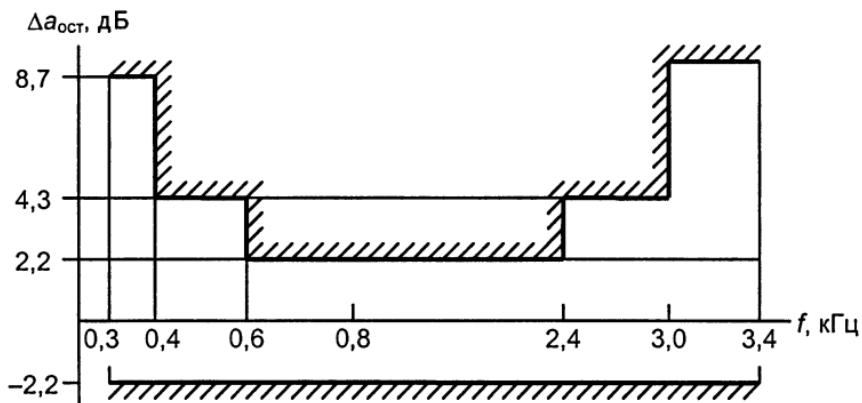


Рис. 7.4. Шаблон отклонения остаточного затухания аналогового канала ТЧ

четырехпроводного тракта -13 дБм, на выходе четырехпроводного тракта $4,3$ дБм, на входе транзитного удлинителя $-3,5$ дБм и на выходе канала -7 дБм.

Входное $Z_{вх}$ и *выходное* $Z_{вых}$ сопротивления канала ТЧ равны 600 Ом. Отклонение входного и выходного сопротивлений от номинального Z_n оценивается коэффициентом отражения $\rho_{отр} = |(Z_n - Z_p)/(Z_n + Z_p)|$ или затуханием несогласованности (отражения) $a_{отр} = 10 \lg |(Z_n - Z_p)/(Z_n + Z_p)|$, где Z_p – реальное значение сопротивления. Значение $\rho_{отр}$ не должно превышать 10% .

Остаточное затухание канала ТЧ равно разности суммы затуханий и суммы усилений в канале: $a_{ост} = \Sigma a - \Sigma S$ составляет 7 дБ. Максимальное отклонение во времени на одном транзитном участке не должно превышать $2,2$ дБ с вероятностью $0,95$.

Эффективно передаваемая полоса частот (ЭППЧ) канала ТЧ – полоса, на крайних частотах которой ($0,3$ и $3,4$ кГц) остаточное затухание на $8,7$ дБ превышает остаточное затухание на частоте 800 Гц. Частотная характеристика отклонения канала ТЧ от номинала 7 дБ должна оставаться в пределах шаблона (рис.7.4) при максимальном числе транзитов, т.е. при 12 переприемных участках.

Фазочастотные искажения не являются столь существенными при передаче речи. Но так как каналы ТЧ используются также для передачи данных и факсимильной связи, большие фазочастотные искажения недопустимы. Поэтому нормируется отклонение группового времени передачи (ГВП) от его значения на частоте 1900 Гц на одном транзитном участке длиной 2500 км (рис.7.5).

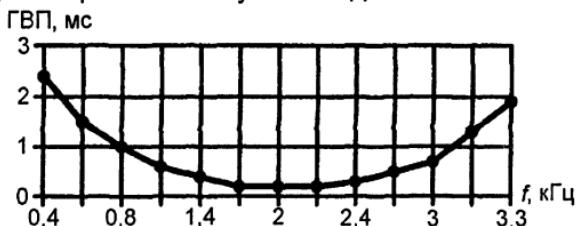


Рис. 7.5. Допустимые отклонения ГВП канала ТЧ

Даост, дБ

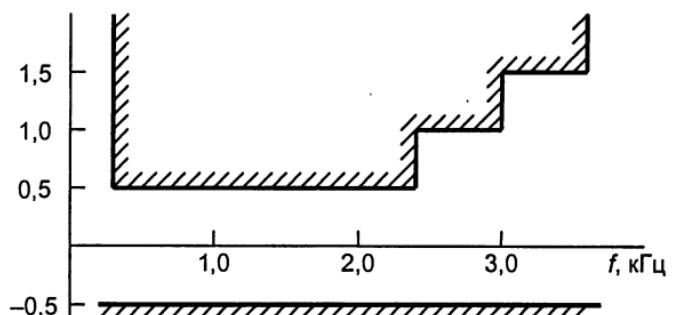


Рис. 7.6. Шаблон отклонений остаточного затухания цифрового канала ТЧ

ГВП, мс

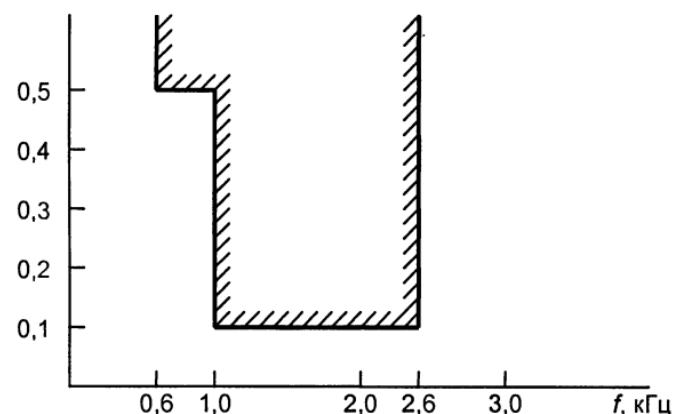


Рис. 7.7. Шаблон на допустимую неравномерность ГВП цифрового канала ТЧ

Коэффициент нелинейных искажений канала ТЧ на одном транзитном участке не должен превышать 1,5 % (1% по третьей гармонике) при номинальном уровне передачи тока частотой 800 Гц. Амплитудная характеристика при этом нормируется следующим образом: остаточное затухание канала на одном транзитном участке должно оставаться постоянным с точностью 0,3 дБ при изменении уровня измерительного сигнала от -17,5 до +3,5 дБ в точке с нулевым измерительным уровнем

на любой частоте в пределах 0,3...3,4 кГц. При повышении уровня измерительного сигнала до 8,7 и 20 дБ остаточное затухание должно уменьшиться не менее чем на 1,75 и 7,8 дБ соответственно.

На выходе канала ТЧ кроме информационного сигнала присутствуют помехи, которые определяются на приемном конце в точке с относительным уровнем -7 дБ. Среднее значение псофометрического (взвешенного) напряжения помех в канале в течение любого часа на одном переприемном участке длиной 2500 км не должно превышать 1,1 мВпсоф (10000 пВт псоф в точке относительного нулевого уровня).

Стандартные каналы ТЧ, организованные с помощью цифровых и оптических систем передачи, являются более высококачественными. Поэтому ряд характеристик цифровых каналов ТЧ имеют следующие отличия.

ОСШ, дБ

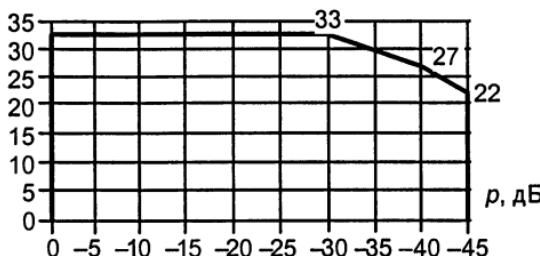


Рис. 7.8. Зависимость отношения сигнал/шум квантования от уровня сигнала

Нормы на амплитудно-частотные искажения заданы ITU-T в виде шаблона (рис.7.6). Если сравнить допустимые отклонения остаточных затуханий цифровых и аналоговых каналов ТЧ (см. рис.7.4), можно отметить, что нормы для цифровых каналов более жесткие. То же можно сказать и о фазочастотных искажениях (рис.7.7).

Для цифровых каналов ТЧ вводится дополнительная характеристика, которая оценивает шумы квантования. Эта характеристика задается в виде зависимости отношения сигнал/шум (ОСШ) от уровня сигнала (рис.7.8).

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ КАНАЛЫ

Современные системы передачи позволяют организовать кроме стандартных каналов ТЧ каналы с более высокой пропускной способностью. Увеличение пропускной способности достигается расширением ЭППЧ, причем широкополосные каналы образуются объединением нескольких каналов ТЧ.

В настоящее время аналоговые системы передачи предусматривают образование следующих широкополосных каналов:

- предгруппового канала с полосой частот 12...24 кГц вместо трех каналов ТЧ;
- первичного канала 60...108 кГц вместо 12 каналов ТЧ;
- вторичного канала 312...552 кГц вместо 60 каналов ТЧ;
- третичного канала 812...2044 кГц вместо 300 каналов ТЧ.

Кроме перечисленных каналов в системах передачи формируются каналы вещания и телевидения (со звуковым вещанием).

7.3. ФОРМИРОВАНИЕ СТАНДАРТНЫХ ГРУППОВЫХ СИГНАЛОВ

Для организации на одной линии передачи большого числа каналов в аналоговых системах передачи используют метод частотного разделения каналов и амплитудную модуляцию для фор-

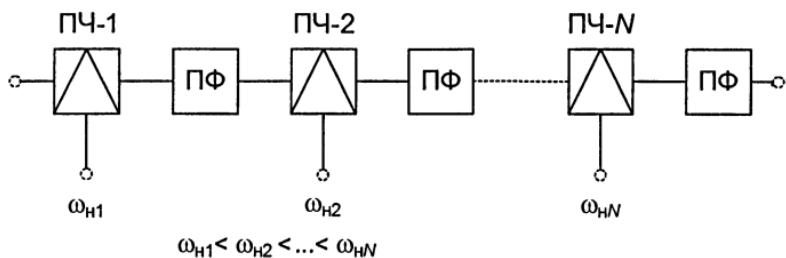


Рис. 7.9. Схема многоократного преобразования частоты:
ПФ – полосовой фильтр

мирования отдельных канальных сигналов. Как отмечалось выше, наиболее сложным блоком амплитудных модуляторов и демодуляторов является полосовой фильтр. Иногда (при высоких значениях несущей частоты) ширина полосы расфильтровки настолько мала, что выполнить высокодобротные фильтры трудно или невозможно. В этих случаях по экономическим соображениям, в том числе с целью уменьшения количества типов используемых фильтров, объединение канальных сигналов в групповой осуществляется методом многоократного преобразования частоты.

При многоократном преобразовании (рис.7.9) сигнал проходит последовательно через несколько преобразователей частоты (ПЧ) с различными несущими частотами. Абсолютная ширина полосы расфильтровки на выходе каждого последующего ПЧ больше, чем на выходе предыдущего, что позволяет увеличивать значение несущих частот без уменьшения относительной ширины полосы расфильтровки.

Однако общее число преобразователей и, следовательно, общее число разнотипных фильтров оказывается очень большим. В N -канальной системе число фильтров и их типов равно Nn , где n – число ступеней преобразования. Число фильтров и их типов можно уменьшить, если дополнить многоократное преобразование *групповым*, при котором преобразованию подвергается групповой сигнал. С этой целью N каналов разбивают на m групп по K каналов, т.е. $Km=N$. В каждой группе сигнал каждого канала подвергается индивидуальному преобразованию с помощью несущих частот $\omega_{h1}, \omega_{h2}, \dots, \omega_{hk}$ (рис.7.10). Во всех группах преобразование однотипно, поэтому на выходе каждой группы образуется один и тот же спектр частот. Полученные групповые спектры подвергаются затем групповому преобразованию с несущими $\omega_{grp1}, \omega_{grp2}, \dots, \omega_{grp m}$, так что после объединения преобразованных групповых сигналов образуется спектр частот N каналов. В рассматриваемом случае общее число фильтров равно $N+mn_{rp}$, а число типов фильтров сокращается до $K+mn_{rp}$, где n_{rp} – число групповых ступеней преобразования.

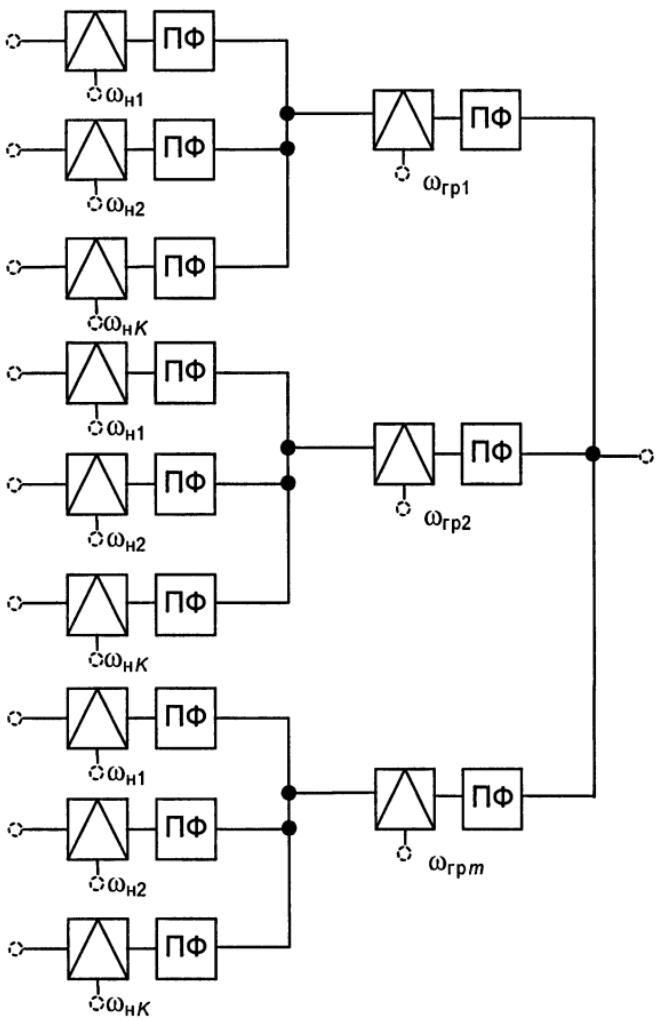


Рис. 7.10. Схема группового преобразования частоты

Таким образом, применение многократного и группового преобразования позволяет унифицировать фильтровое оборудование системы, т.е. уменьшить его разнотипность. Такая унификация повышает технологичность изготовления узлов аппаратуры и, в конечном счете, удешевляет ее.

Кроме того, применение группового преобразования и стандартизации методов формирования групп каналов дает возможность унифицировать часть оборудования различных систем. По этой причине ITU-T были стандартизированы следующие основные группы каналов.

Первичная группа (ПГ): 12 каналов ТЧ, спектр 60...108 кГц. Образуется однократным преобразованием с помощью несущих частот 64, 68, 72, ..., 108 кГц или двукратным преобразованием с помощью образования четырех трехканальных групп на несущих 12, 16, 20 кГц и их последующего преобразования на несущих 84, 96, 108, 120 кГц.

Вторичная группа (ВГ): 60 каналов ТЧ, спектр 312...552 кГц. Образуется из пяти ПГ с помощью несущих 420, 468, 516, 564, 612 кГц. Возможность параллельной работы фильтров обеспечивается их подключением через развязывающий блок параллельной работы первичных групп.

Третичная группа (ТГ): 300 каналов ТЧ, спектр 812...2044 кГц. Образуется из пяти ВГ с помощью несущих $(1364+(n-1)\cdot248)$ кГц, где n – номер ВГ в спектре ТГ.

Четверичная группа (ЧГ): 900 каналов ТЧ, спектр 8516...12388 кГц. Образуется из трех ТГ. Может также формироваться из 15 ВГ.

Совокупность преобразовательного оборудования всех групп носит название *каналообразующей аппаратуры*. Ее назначение заключается в преобразовании индивидуальных сигналов в групповой сигнал одной из стандартных групп. Использование каналообразующей аппаратуры позволяет строить оконечную аппаратуру систем передачи различной емкости на основе стандартного преобразовательного оборудования и, следовательно, создавать унифицированное техническое оборудование.

7.4. ОСНОВНЫЕ УЗЛЫ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Основной тип преобразователя частоты, применяемый в системах передачи с частотным разделением каналов (СП с ЧРК), представляет собой амплитудный модулятор с полосовым фильтром, включенным на его выходе. Фильтр выделяет одну из боковых полос частот в спектре выходного сигнала модулятора и подавляет на 65...70 дБ неиспользуемую полосу частот.

Генераторное оборудование СП с ЧРК предназначено для получения колебаний индивидуальных и групповых несущих частот, а также контрольных частот. Каждое из этих колебаний должно удовлетворять ряду требований, важнейшими из которых являются стабильность частоты и амплитуды, помехозащищенность, надежность.

В современных СП все колебания несущих и контрольных частотрабатываются в генераторном оборудовании (ГО), содержащем (рис. 7.11): задающий генератор (ЗГ), аналоговые переменно-

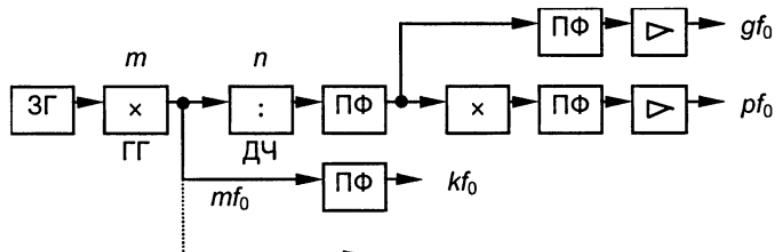


Рис. 7.11. Структурная схема генераторного оборудования

жители частоты в виде генераторов гармоник (ГГ), делитель частоты (ДЧ), узкополосные фильтры (ПФ), выделяющие соответствующие гармоники kf_0 , mf_0 , pf_0 , gf_0 и т.д., усилители, обеспечивающие необходимую мощность несущих и контрольных частот.

Стабильность и точность частоты ЗГ устанавливается на основе требований ITU-T по допустимому сдвигу частот в канале ТЧ при прохождении сигналом двух станций. При этом сдвиг частот не должен превышать 1 Гц. Для получения высокой стабильности частоты ЗГ стабилизируется кварцевым резонатором, помещенным в термостат.

Колебания, вырабатываемые ГО, должны быть защищены от помех, особенно от гармоник частоты напряжения питающей сети 50 Гц. В большинстве аналоговых СП предусмотрено 100 %-ное резервирование узлов ГО, причем переключение на резервное оборудование, как правило, происходит автоматически.

7.5. МЕТОДЫ ОРГАНИЗАЦИИ ДВУСТОРОННИХ ТАКТОВ

Различают две основные схемы организации двусторонних тактов:

В однополосной четырехпроводной схеме (рис.7.12, а) линейные тракты имеют совпадающие спектры. При использовании симметричных кабелей во избежание значительных взаимных влияний линейные тракты размещаются в различных кабелях. Такая схема называется двухкабельной. При использовании коаксиального кабеля взаимные влияния практически отсутствуют, поэтому коаксиальные пары могут размещаться в одном кабеле. Такая схема называется однокабельной.

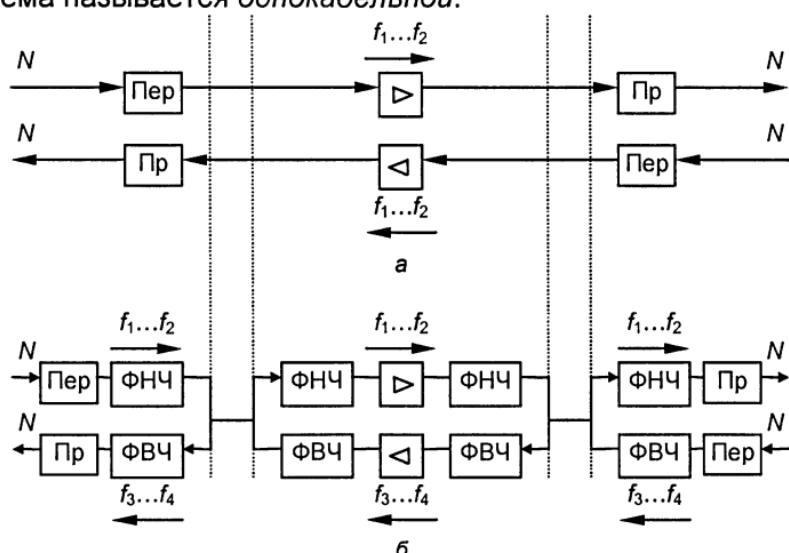


Рис. 7.12. Схемы линейных трактов:

а – однополосный четырехпроводный; б – двухполосный двухпроводный

В двухполосной двухпроводной схеме (рис.7.12, б) используется один и тот же линейный тракт. При этом связь в противоположных направлениях передачи организуется в разных полосах частот при помощи пары («вилки») направляющих фильтров ФВЧ и ФНЧ.

7.6. КРАТКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Системы передачи для магистрального участка первичной сети.

К-1920П. Позволяет организовать 1920 каналов ТЧ или 300 каналов ТЧ и канал телевизионного (ТВ) и звукового вещания (ЗВ). В первом случае линейный спектр формируется из шести ТГ и двух ВГ в полосе частот 312...8524 кГц. Во втором случае преобразуются пять ВГ, которые совместно с каналами ТВ и ЗВ занимают полосу частот 273...8491 кГц. Дальность действия 12500 км, максимальная длина переприемного участка по ТЧ 1500 км. В линейном тракте используются ОУП и НУП. Питание НУП осуществляется дистанционно. Между двумя ОУП может размещаться до 40 НУП. Длина усилительного участка $6 \pm 0,15$ км.

К-3600. Позволяет организовать 360 каналов ТЧ или 1800 каналов ТЧ, а также канал ТВ и ЗВ. Линейный спектр 812...17596 кГц. Дальность действия 12500 км. В линейном тракте используются ОУП и НУП. Питание НУП осуществляется дистанционно. Между двумя ОУП может размещаться до 61 НУП. Длина усилительного участка $3 \pm 0,15$ км.

К-10800 и К-5400. Линейный спектр 4...60 МГц. Небольшая длина усилительного участка, равная 1,5 км, обусловила высокую стоимость каналокилометра, получаемого с помощью К-10800. К-5400 имеет линейный спектр 4...32 МГц, за счет чего длина усилительного участка у данной системы равна $3 \pm 0,15$ км. Это позволяет использовать систему передачи К-5400 для реконструкции магистралей, оборудованных К-1920П и К-3600.

На магистральном участке первичной сети также используются системы передачи VLT-1920, ВК-960. Распределительная система К-1020Р образует с системой К-3600 единый комплекс и предназначена для распределения каналов по промежуточным пунктам основной магистрали.

Системы передачи для зонового участка первичной сети.

К-300. Предназначена для работы по коаксиальному кабелю МКТ-4 с четырьмя парами. Организуется два линейных тракта общей емкостью 600 каналов ТЧ. Линейный спектр формируется из пяти ВГ в полосе частот 60...1300 кГц. Дальность действия системы составляет 12500 км, что позволяет использовать ее при небольшой потребности в каналах на магистральном участке первичной сети.

К-120 и К-420. Используются однокоаксиальные кабели, поэтому линейный тракт организован по двухполосной схеме. В прямом направлении передается спектр 60...552 кГц, в обратном – 812...1304 кГц. Система К-420 разработана для модернизации участков зоновой сети, оборудованных К-120. Прирост канальной емкости составляет 300 каналов ТЧ.

К-60П и К-1020С. Используются симметричные кабели с различным числом пар (четверок). Система К-60П широко распространена на сетях связи. Линейный спектр составляет 12...252 кГц и формируется путем преобразования одной стандартной ВГ. Значительное число линий передачи магистральной сети организовано с применением симметричного кабеля и системы К-60П. С целью увеличения канальной емкости при использовании существующих симметричных линий передачи была разработана система К-1020С. Линейный спектр образуется из двух ВГ и трех ТГ и занимает полосу частот 312...4636 кГц.

Системы передачи для местного участка первичной сети.

Системы передачи местной сети работают по симметричным кабелям и воздушным линиям связи. Требования, предъявляемые к системам городского и сельского участков сети, существенно различаются. Городские системы передачи предназначены для организации большого числа каналов на сравнительно малые расстояния, в то время как сельские – для организации малого числа каналов на сравнительно большие расстояния.

КАМА. Позволяет организовать 30 каналов ТЧ. Используются симметричные кабели разных типов. Связь организуется на сравнительно небольшое расстояние – максимальная дальность связи не превышает 80 км при наличии в линейном тракте шести НУП. Если протяженность линии передачи не превышает 15 км, система КАМА работает без применения промежуточных усилительных станций.

КНК-6Т и КНК-12Т. Предназначены для организации соединительных линий между сельскими АТС. Используются одночетверочные симметричные кабели. Максимальная длина связи составляет 105 и 120 км в зависимости от диаметра жил используемого кабеля.

В-3-3 и В-12-3. Предназначены для работы по ВЛС. Удельный вес на сельском и даже зоновом участках первичной сети еще длительное время останется значительным. Максимальная частота линейного спектра не превышает 150 кГц.

АВУ. Аппаратура абонентского высокочастотного уплотнения. Позволяет организовать на абонентской линии один дополнительный канал. Осуществляется преобразование на несущей 28 кГц при передаче от абонента к станции, и на несущей 64 кГц в обратном направлении.

Список литературы к главе 7

1. ITU-T Recommendations. Series G.200, G.300, M.1000.
2. Гитлиц М.В., Лев А.Ю. Теоретические основы многоканальной связи: Учеб. пособие. – М.: Радио и связь, 1985. – 247с.
3. Многоканальные системы передачи: Учеб. для вузов / Н.Н. Баева, В.Н. Гордиенко, С.А. Курицын и др; Под ред. Н.Н. Баева, В.Н. Гордиенко. – М.: Радио и связь, 1997. – 560 с.
4. Нормы на электрические параметры каналов ТЧ магистральной и внутризоновых первичных сетей. Приложение к приказу Министерства связи РФ от 15.04.96 №43.
5. Нормы на электрические параметры цифровых каналов и трактов магистральной и внутризоновой первичных сетей. Приложение к приказу Министерства связи РФ от 10.08.96 № 92.
6. Проектирование и техническая эксплуатация систем передачи: Учеб. пособие для студентов вузов / В.В. Крухмалев, В.Н. Гордиенко, В.И. Иванов и др.; Под ред. В.Н. Гордиенко, В.В. Крухмалева. – М.: Радио и связь, 1996. – 344 с.
7. Цифровые и аналоговые системы передачи: Учебник для вузов / В.И. Иванов, В.Н. Гордиенко, Г.Н. Попов и др.; Под ред. В.И. Иванова. – М.: Радио и связь, 1995. – 232 с.

Глава 8

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

8.1. ДИСКРЕТИЗАЦИЯ СИГНАЛА ВО ВРЕМЕНИ

Формирование цифрового сигнала из аналогового [1–4] предусматривает последовательное выполнение трех основных операций:

- дискретизацию аналогового сигнала по времени, в результате чего формируется импульсный сигнал, промодулированный по амплитуде, т. е. АИМ сигнал;
- квантование АИМ сигнала по уровню;
- кодирование отсчетов АИМ сигнала.

В цифровых системах передачи (ЦСП) формируется групповой цифровой сигнал, иначе называемый сигналом импульско-кодовой модуляции (ИКМ сигналом). При формировании группового ИКМ сигнала добавляется еще одна операция: перед квантованием по уровню производится объединение индивидуальных АИМ сигналов (рис. 8.1).

В ЦСП соответствующие операции обработки производятся отдельными устройствами. Операции квантования и кодирования в ЦСП обычно объединяют в одном устройстве.

В процессе формирования АИМ сигнала осуществляется дискретизация непрерывного (аналогового) сигнала во времени в соответствии с известной *теоремой дискретизации* (теоремой В.А. Котельникова): любой непрерывный сигнал, ограниченный по спектру верхней частотой F_b полностью определяется последовательностью своих дискретных отсчетов, взятых через промежуток времени $T_d = 1/2F_b$, называемый периодом дискретизации. В соответствии с ним частота дискретизации, т. е. следования дискретных отсчетов, выбирается из условия $F_d \geq 2F_b$.



Рис. 8.1. Схема преобразования аналогового сигнала в цифровой ИКМ сигнал

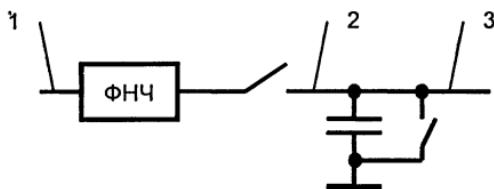


Рис. 8.2. Схема устройства выборки и хранения

Поскольку все реально существующие непрерывные сигналы связи представляют собой случайные процессы с бесконечно широким спектром, причем основная энергия сосредоточена в относительно узкой полосе частот, перед дискретизацией необходимо с помощью фильтра нижних частот ограничить спектр сигнала некоторой частотой F_b . Для телефонных сигналов необходимо использовать ФНЧ с частотой среза $F_b=3,4$ кГц. Частота дискретизации для телефонных сигналов выбрана равной 8 кГц:

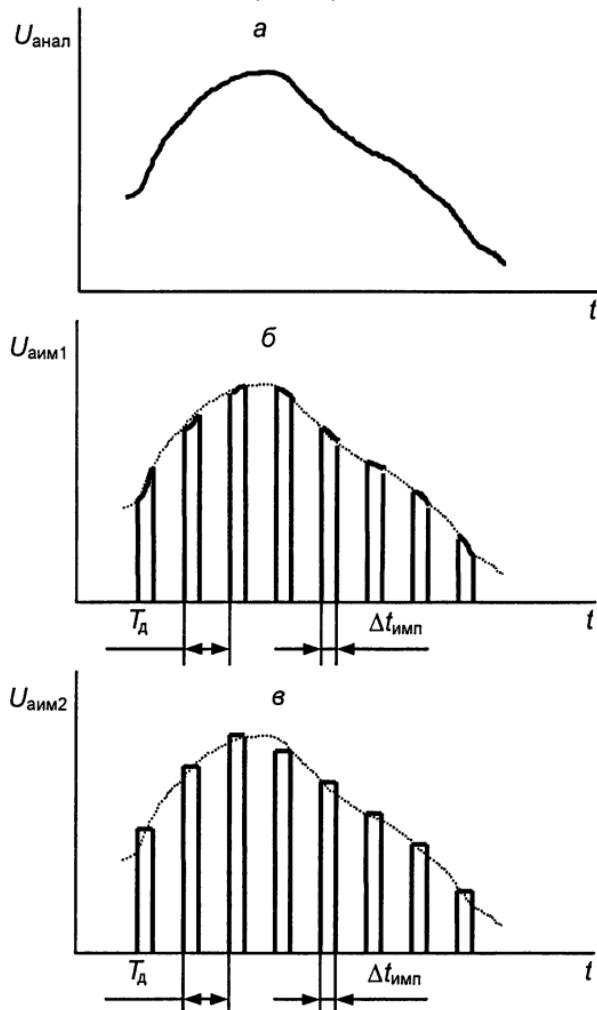


Рис. 8.3. Вид сигналов в точках УВХ

Устройство, выполняющее дискретизацию во времени, называют устройством выборки и хранения (УВХ) (рис.8.2). УВХ могут выпускаться в интегральном исполнении. Вид сигналов в точках 1, 2 и 3 УВХ показан на рис.8.3, а–в соответственно.

8.2. КВАНТОВАНИЕ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ СИГНАЛА

В процессе квантования по уровню значение каждого АИМ отсчета заменяется ближайшим разрешенным значением (рис. 8.4).

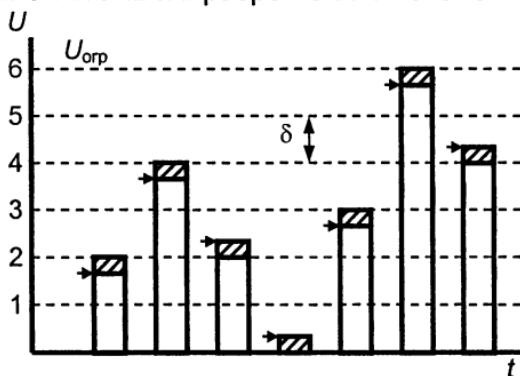


Рис. 8.4. Квантование мгновенных значений сигнала

Характеристиками квантующего устройства являются:

- число уровней квантования $N_{\text{кв}}$;
- шаг квантования δ – разность между двумя соседними разрешенными уровнями;
- напряжение ограничения $U_{\text{огр}}$ – максимальное значение амплитуды отсчета, подвергаемого квантованию.

Если $\delta = \text{const}$, то квантование называют равномерным. Амплитудная характеристика равномерного квантователя показана на рис. 8.5.

Ошибка квантования – это разность между истинным значением отсчета и его квантованным значением. При равномерном квантовании ошибка квантования не превышает половины шага квантования.

При квантовании возникает так называемый шум квантования, мощность которого определяется выражением $P_{\text{ш.кв}} = \delta^2 / 12$. Защищенность от шумов квантования определяется как $A_{\text{з.кв}} = -10 \lg(P_c / P_{\text{ш.кв}})$ где P_c – мощность сигнала.

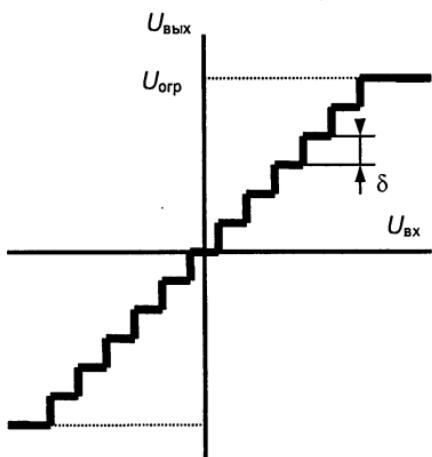


Рис. 8.5. Амплитудная характеристика равномерного квантователя

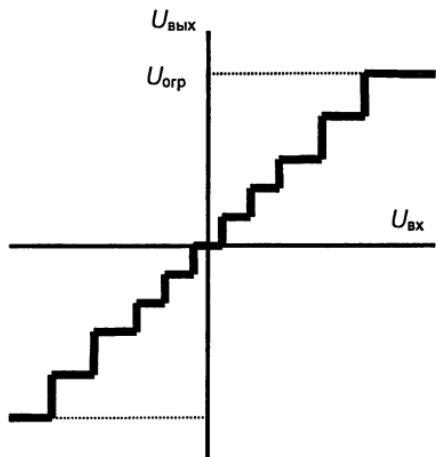


Рис. 8.6. Амплитудная характеристика неравномерного квантования

Для обеспечения $A_{3,кв}$ не менее 30 дБ во всем динамическом диапазоне речевого сигнала требуется $2^{12}=4096$ уровней квантования.

Большое число разрядов в коде ($m=12$) при равномерном квантовании приводит к усложнению аппаратуры и неоправданному увеличению тактовой частоты. Устранить указанный существенный недостаток можно, осуществляя неравномерное квантование, которое используется в современных цифровых системах передачи (ЦСП). Сущность неравномерного квантования заключается в следующем. Для малых значений сигналов шаг квантования выбирают минимальным и постепенно увеличивают до максимального для больших значений сигналов. Амплитудная характеристика неравномерного квантователя показана на рис.8.6.

При этом для слабых сигналов $P_{ш,кв}$ уменьшается, а для сильных – возрастает, что приводит к увеличению $A_{3,кв}$ для слабых сигналов и снижению $A_{3,кв}$ – для сильных, которые имели большой запас по помехозащищенности. В результате удается снизить разрядность кода до $m=8$ ($N_{кв}=256$), обеспечив при этом выполнение требований к защищенности от шумов квантования в широком динамическом диапазоне сигнала D_c , составляющем около 40 дБ. Таким образом, происходит выравнивание $A_{3,кв}$ в широком диапазоне изменения уровня сигнала.

Эффект неравномерного квантования может быть получен с помощью сжатия динамического диапазона сигнала с последующим равномерным квантованием. Сжатие динамического диапазона сигнала осуществляется с помощью компрессора, обладающего нелинейной амплитудной характеристикой. Чем большей нелинейностью обладает компрессор, тем больший выигрыш может быть получен для слабых сигналов.

Если входное напряжение выше порогового, на выходе квантователя формируются отсчеты с амплитудой $U_{огр}$. Такой режим работы квантователя называется перегрузкой. При этом возникают шумы ограничения, мощность которых значительно превышает мощность шумов квантования. Необходимо применять специальные меры, предотвращающие перегрузку квантователя.

Недостатком равномерного квантования является меньшая защищенность от шумов квантования малых уровней сигнала.

Для восстановления исходного динамического диапазона сигнала на приеме необходимо установить экспандер (расширитель), амплитудная характеристика которого должна быть обратной амплитудной характеристике компрессора. Таким образом, результирующая (суммарная) амплитудная характеристика цепи компрессор-экспандер (компандер) должна быть линейной во избежание нелинейных искажений передаваемых сигналов.

В современных ЦСП находят применение две логарифмические характеристики компандирования (типов А и μ), которые удобно изображать и описывать в нормированном виде $y=f(x)$, где $y=U_{\text{вых}}/U_{\text{огр}}$, $x=U_{\text{вх}}/U_{\text{огр}}$:

$$y = \begin{cases} \frac{A|x|}{1 + \ln A}, & 0 \leq |x| \leq 1/A; \\ \frac{1 + \ln(A|x|)}{1 + \ln A}, & 1/A < |x| \leq 1; \end{cases}$$

$$y = \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)}, \quad 0 \leq |x| \leq 1,$$

где $A=87,6$ и $\mu=255$ – параметры компрессии.

Характеристика компандирования типа А используется в ЦСП, соответствующих европейской PDH, а типа μ – в ЦСП, соответствующих североамериканской PDH (см. § 9.2).

8.3. КОДИРОВАНИЕ И ДЕКОДИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ

В процессе кодирования амплитуда каждого квантованного по уровню АИМ отсчета представляется в виде двоичной последовательности, содержащей m символов (рис. 8.7).

Как говорилось выше, для качественной передачи телефонного сигнала при равномерном и неравномерном квантовании нужно иметь соответственно 4096 и 256 уровней квантования, т.е. необходимо использовать 12- и 8-разрядный двоичный код.

Линейным кодированием называется кодирование равномерно квантованного сигнала, а *нелинейным* – неравномерно квантованного сигнала.

Код, формируемый в кодере, называется *параллельным*, если импульсные сигналы (1 и 0), входящие в состав m -разрядной кодовой группы, появляются на разных выходах кодера одновременно, причем каждому выходу кодера соответствует сигнал определенного разряда. Код называется *последовательным*, если все сигналы, входящие в состав m -разрядной кодовой группы, появляются на одном выходе кодера поочередно со сдвигом по времени (обычно начиная со старшего по весу разряда). Параллельный код может преобразовываться в последовательный, и наоборот.

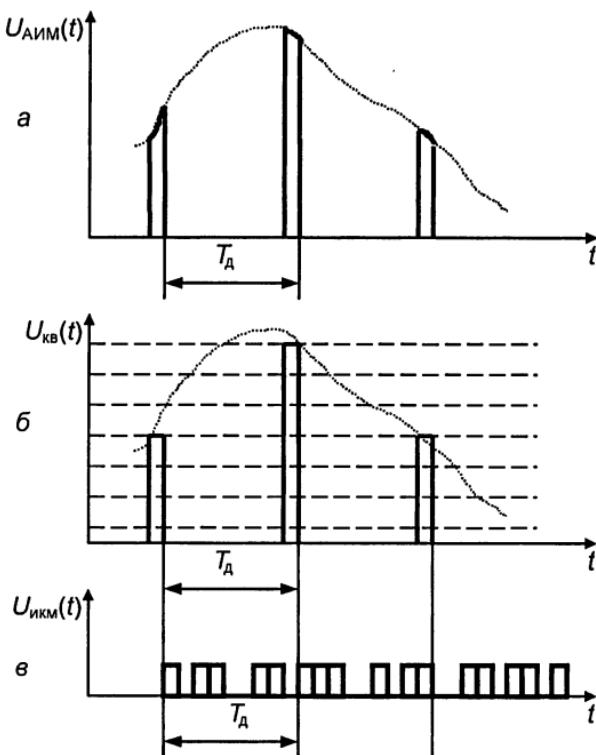


Рис. 8.7. Кодирование отсчетов сигнала:

а – АИМ сигнал; б – квантованный сигнал; в – кодированный (ИКМ) сигнал

Часто функции квантования и кодирования (соответственно декодирования и деквантования) выполняет одно устройство.

При кодировании с неравномерной шкалой квантования могут использоваться следующие способы:

- аналоговое компандирование, характеризующееся компрессией (сжатием) динамического диапазона сигнала перед линейным кодированием и экспандированием (расширением) динамического диапазона сигнала после линейного декодирования;
- нелинейное кодирование, характеризующееся кодированием сигнала в нелинейных кодерах, сочетающих функции аналого-цифрового преобразования и компрессора;
- цифровое компандирование, характеризующееся кодированием сигнала в линейном кодере с большим числом разрядов с последующей нелинейной цифровой обработкой результата кодирования.

На практике наиболее часто используется нелинейное кодирование.

При частоте дискретизации $F_d=8$ кГц ($T_d=125$ мкс) и разрядности кода $m=8$ получаем скорость передачи сформированного ИКМ сигнала 64 Кбит/с, которая и является скоростью основного цифрового канала (ОЦК). Преобразование аналогового сигнала в сигнал ИКМ стандартизировано ITU-T Рекомендацией G.711.

8.4. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА В АНАЛОГОВЫЙ

Преобразование ИКМ сигнала в аналоговый предусматривает последовательное выполнение основных операций:

- декодирование (преобразование ИКМ сигнала в АИМ сигнал);
- восстановление аналогового сигнала (выделение из спектра АИМ сигнала исходного сигнала).

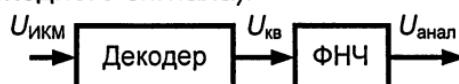


Рис. 8.8. Схема преобразования ИКМ сигнала в аналоговый сигнал

Временные диаграммы преобразований сигналов в схеме рис. 8.8 показаны на рис. 8.9. Сначала восстанавливается непрерывность сигнала во времени, а затем из спектра ступенчатого сигнала выделяется спектр исходного аналогового сигнала.

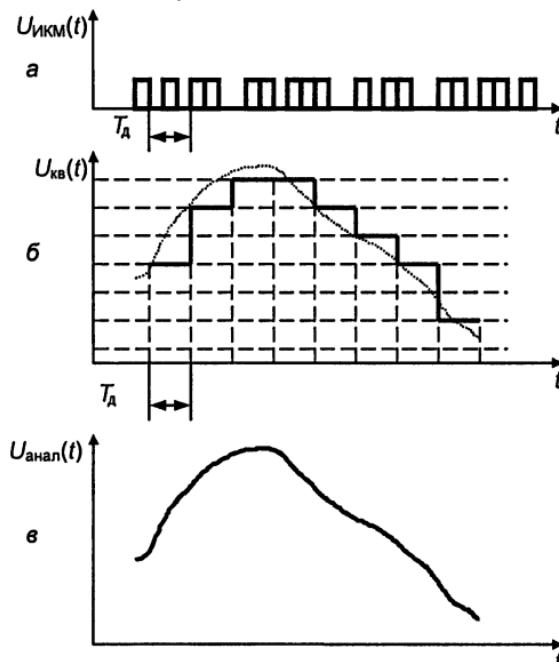


Рис. 8.9. Диаграммы преобразования цифрового сигнала в аналоговый:

а – ИКМ сигнал; б – квантованный сигнал; в – аналоговый сигнал

8.5. АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ И ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Устройства, в целом выполняющие преобразования аналоговых сигналов в цифровые и обратно, называются соответственно **аналого-цифровыми** и **цифро-аналоговыми преобразователями** (АЦП и ЦАП).

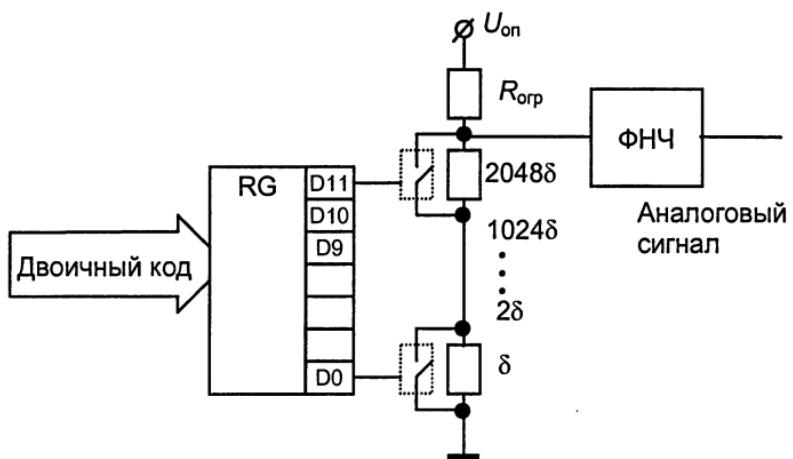


Рис. 8.10. Структурная схема ЦАП

Рассмотрим принцип работы ЦАП (рис. 8.10). Цифровой сигнал в двоичном коде (последовательном или параллельном) подается на буферный регистр RG. К выходам регистра RG подключены управляющие входы электронных ключей. К каждому из ключей подключены резисторы с сопротивлениями, соответствующими числу шагов квантования каждого из разрядов кодового слова цифрового сигнала. В зависимости от кодовой комбинации, т.е. включения и выключения соответствующих ключей, на выходе ФНЧ будет присутствовать соответствующее напряжение. Смена кодовых комбинаций приведет к образованию на выходе ФНЧ ступенчатого сигнала (рис. 8.9, б). ФНЧ выделяет исходный аналоговый сигнал.

Возможно построение АЦП на основе ЦАП. Схема такого АЦП показана на рис. 8.11. Аналоговый сигнал поступает на вход устройства выборки и хранения (УВХ), где подвергается дискретизации, т.е. преобразуется в сигнал АИМ. Этот сигнал поступает на один

из входов схемы сравнения (СС), которая представляет собой компаратор, сравнивающий значения аналоговых сигналов на своих входах. Если значение сигнала на первом входе СС больше, чем на втором,

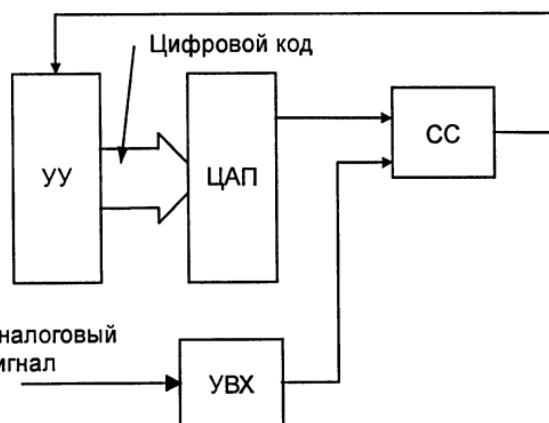


Рис. 8.11. Структурная схема АЦП

то на выходе СС будет присутствовать сигнал логической 1, в противном случае – логического 0. Ко второму входу СС подключен аналоговый выход ЦАП.

Цифровые входы ЦАП подключены к порту вывода управляющего устройства (УУ), например микропроцессора. К порту ввода УУ подключен цифровой выход СС. Процесс квантования по уровню протекает следующим образом. Отсчет сигнала с выхода УВХ постоянно присутствует на нижнем по схеме входе СС. Устройство управления выполняет алгоритм приближения к данному значению, например, методом «золотого сечения». Сначала определяется значение старшего разряда кодового слова и далее до самого младшего. После определения самого младшего разряда схема готова к обработке следующего отсчета. Скорость работы схемы, т.е. частота дискретизации, зависит от скорости работы УУ и скорости преобразования ЦАП.

8.6. МЕТОДЫ РАЗНОСТНОГО КВАНТОВАНИЯ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

Между соседними отсчетами речевого сигнала имеется значительная корреляция, которая слабо убывает по мере увеличения интервала между отсчетами. Это означает, что речевой сигнал изменяется медленно, и разность между соседними отсчетами будет иметь меньшую дисперсию, чем исходный сигнал, что позволяет применять методы разностного квантования речевого сигнала (рис. 8.12), где z – входной сигнал; \tilde{z} – оценка предсказанного значения входного сигнала; \hat{z} – квантованный входной сигнал; d – ошибка предсказания; \hat{d} – квантованная ошибка предсказания; e – ошибка квантования; $d = z - \tilde{z}$; $\hat{d} = \tilde{z} + \hat{d}$. Учитывая, что $\hat{d} = d + e$ и $d = z - \tilde{z}$, получаем $\hat{d} = z + e$.

Линейная дельта-модуляция (ДМ) (рис. 8.13) использует одноразрядный (двухуровневый) квантователь и предсказатель первого порядка, на выходе которого имеем: $\tilde{z}(k) = \hat{z}(k-1) + \hat{d}(k)$. При этом входной сигнал квантователя имеет вид $d(k) = z(k) - \tilde{z}(k-1) = z(k) - z(k-1) - e(k-1)$. Восстановление аналогового сигнала из сигнала линейной ДМ осуществляется суммированием шага квантования.

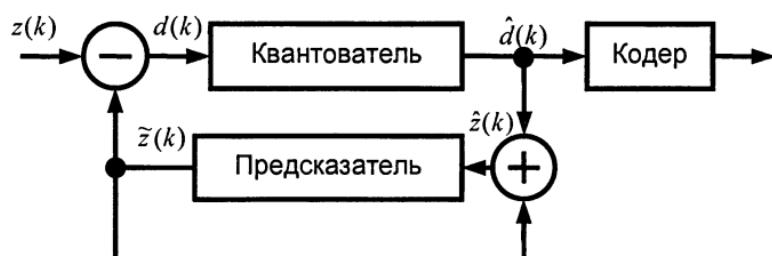


Рис. 8.12. Структурная схема кодера разностного квантования

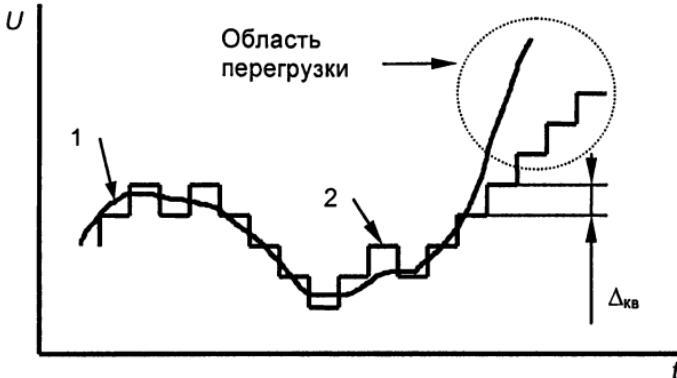


Рис. 8.13. Линейная дельта-модуляция:
аналоговый сигнал (кривая 1) и сигнал квантователя
линейной ДМ (кривая 2)

Линейная ДМ технически реализуется относительно просто, но обладает рядом недостатков:

- перегрузка по крутизне;
- шум дробления (шум незанятого канала).

Кроме того, для обеспечения приемлемого качества восстановления речевого сигнала требуется высокая скорость преобразования (передачи) – порядка 200 кбит/с.

Значение шага квантования при адаптивной ДМ меняется в зависимости от крутизны исходного сигнала от минимального до максимального. Возможны различные схемы (алгоритмы) адаптивной ДМ. Отслеживается выходной поток квантователя – при чередовании нуля и единицы шаг уменьшается, при последовательных нулях или единицах шаг увеличивается. Данный вид модуляции не получил широкого применения.

Дальнейшим развитием разностного квантования является адаптивная дифференциальная ИКМ. Методы адаптации распространяются как на квантователь, так и на предсказатель. Осуществляется передача цифровых представлений адаптивного шага и коэффициентов предсказателя. Удовлетворительные результаты получаются при скорости передачи 32 и 24 кбит/с. ITU-T стандартизовал данный вид модуляции в Рекомендации G.726 для скорости передачи 32 кбит/с.

8.7. ПАРАМЕТРИЧЕСКОЕ КОМПАНДИРОВАНИЕ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ

Речевой сигнал как процесс, протекающий во времени, характеризуется рядом параметров, которые также являются функциями времени. Параметры, описывающие речевой сигнал, изменяются значительно медленнее, чем процесс в целом. Если по каналу свя-

Метод кодирования	Скорость передачи, кбит/с	Стандарт	Современные приложения
ИКМ	64	ITU-TG.711	Телефонные сети общего пользования
АДИКМ	32	ITU-TG.726	Телефонные сети общего пользования
LD-CELP	16	ITU-TG.728	Телефонные сети общего пользования
RPE-LTP	13	ETSI GSM	Европейские системы цифровой сотовой связи
VSELP	8	TIA IS54	Системы цифровой сотовой связи США
VSELP	5,6	ETSI полускоростной GSM	Европейские системы цифровой сотовой связи
MP-MLQ	4,8...8,0	ITU-TG.723	Системы мультимедиа и видео телефонии

зи передавать не речевой сигнал, а информацию об описывающих его параметрах, то для этого потребуется канал связи с меньшей пропускной способностью.

Если речевой сигнал представлен в виде совокупности медленно меняющихся параметров, то говорят о его *параметрическом компандировании*. На базе параметрического компандирования строятся вокодерные системы (Voice Coder). Обычно к параметрическим (вокодерным) относят системы, требующие скорость передачи, меньшую 16 кбит/с.

Для выделения и кодирования параметров речевых сигналов используются сложные алгоритмы цифровой обработки сигналов. Как правило, чтобы обеспечить меньшую скорость передачи, применяют более сложные алгоритмы, т.е. более производительные процессоры.

Для обеспечения совместимости вокодерных устройств организациями стандартизации в области телекоммуникаций установлен ряд стандартов (табл. 8.1).

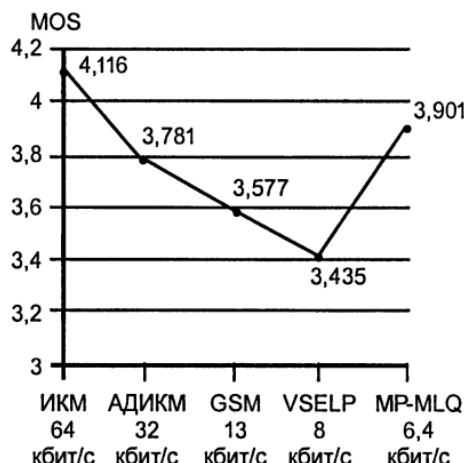


Рис. 8.14. Зависимость средней субъективной оценки от вида алгоритма и скорости передачи

Качество передачи сигнала методами параметрического компандирования зависит как от вида применяемого алгоритма, так и от используемой скорости передачи. Качество передачи речевого сигнала оценивается различными субъективными методами, основанными на усреднении оценок, данных различными группами слушателей. Зависимость средней субъективной оценки (mean opinion score – MOS) от вида алгоритма и скорости передачи показаны на рис. 8.14.

Список литературы к главе 8

1. ITU-T Recommendations. Series G.700.
2. Вемян Г.В. Передача речи по сетям электросвязи. – М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.
3. Многоканальные системы передачи: Учеб. для вузов / Н.Н. Баева, В.Н. Гордиенко, С.А. Курицын и др; Под ред. Н.Н. Баева, В.Н. Гордиенко. – М.: Радио и связь, 1997. – 560 с.
4. Назаров М.В., Прохоров Ю.Н. Методы цифровой обработки и передачи речевых сигналов. – М.: Радио и связь, 1985. – 176 с.
5. Потапова Р.К. Речь: коммуникация, информация, кибернетика: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1997. – 528 с.
6. Цифровые и аналоговые системы передачи: Учеб. для вузов / В.И. Иванов, В.Н. Гордиенко, Г.Н. Попов и др.; Под ред. В.И. Иванова. – М.: Радио и связь, 1995. – 232 с.

Глава 9

ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

9.1. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Основной тенденцией развития телекоммуникаций во всем мире является цифровизация сетей связи, предусматривающая построение сети на базе цифровых методов передачи и коммутации [2,6,11] с помощью цифровых систем передачи (ЦСП) и цифровых систем коммутации. Это объясняется следующими существенными преимуществами цифровых методов передачи перед аналоговыми.

Высокая помехоустойчивость. Представление информации в цифровой форме позволяет осуществлять регенерацию (восстановление) сигналов при передаче их по линии связи, что резко снижает влияние помех и искажений на качество передачи информации.

Слабая зависимость качества передачи от длины линии связи. В пределах каждого регенерационного участка искажения передаваемых сигналов оказываются ничтожными. Длина регенерационного участка и оборудование регенератора при передаче сигналов на большие расстояния остаются практически такими же, как и в случае передачи на малые расстояния. Так, при увеличении длины линии в 100 раз для сохранения неизменным качества передачи информации достаточно уменьшить длину регенерационного участка лишь на несколько процентов.

Стабильность параметров каналов. Стабильность и идентичность параметров каналов (остаточного затухания, частотной и амплитудной характеристик и др.) определяются в основном устройствами обработки сигналов в аналоговой форме. Поскольку такие устройства составляют незначительную часть оборудования ЦСП, стабильность параметров каналов в таких системах значительно выше, чем в аналоговых. Этому способствует также отсутствие в ЦСП влияния загрузки системы на параметры отдельных каналов.

Эффективность использования пропускной способности каналов для передачи дискретных сигналов. При вводе дискретных сигналов непосредственно в групповой тракт ЦСП скорость их пере-

дачи может приближаться к скорости передачи группового сигнала. Если, например, при этом будут использоваться временные позиции, соответствующие только одному каналу ТЧ, то скорость передачи будет близка к 64 кбит/с, в то время как в аналоговых системах она обычно не превышает 33,6 кбит/с.

Возможность построения цифровой сети связи. Цифровые системы передачи в сочетании с цифровыми системами коммутации являются основой цифровой сети связи, в которой передача, транзит и коммутация сигналов осуществляются в цифровой форме. При этом параметры каналов практически не зависят от структуры сети, что обеспечивает возможность построения гибкой разветвленной сети, обладающей высокими надежностными и качественными показателями.

Высокие технико-экономические показатели. Передача и коммутация сигналов в цифровой форме позволяют реализовывать оборудование на единых аппаратных платформах. Это позволяет резко снизить трудоемкость изготовления оборудования, значительно уменьшить его стоимость, потребляемую энергию и габариты. Кроме того, существенно упрощается эксплуатация систем и повышается их надежность.

Требования к ЦСП определены в рекомендациях ITU-T серии G.

9.2. ИЕРАРХИИ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Структура первичной сети предопределяет объединение и разделение потоков передаваемой информации, поэтому используемые на ней системы передачи строятся по *иерархическому принципу*. Применительно к цифровым системам этот принцип заключается в том, что число каналов ЦСП, соответствующее данной ступени иерархии, больше числа каналов ЦСП предыдущей ступени в целое число раз.

Аналоговые системы передачи с частотным разрешением каналов также строятся по иерархическому принципу, но в отличие от ЦСП для них ступенями иерархии являются не системы передачи, а типовые группы каналов.

Цифровая система передачи, соответствующая первой ступени иерархии, называется *первой*; в этой ЦСП осуществляется прямое преобразование относительно небольшого числа первичных сигналов в первичный цифровой поток. Системы передачи второй ступени иерархии объединяют определенное число первичных потоков во вторичный цифровой поток и т.д.

В рекомендациях ITU-T представлено два типа иерархий ЦСП: плезиохронная цифровая иерархия (ПЦИ) и синхронная цифровая иерархия (СЦИ). Первичным сигналом для всех типов ЦСП является

Таблица 9.1

Уровень иерархии	Европа		Северная Америка		Япония	
	Скорость, Мбит/с	Коэффициент мультиплексирования	Скорость, Мбит/с	Коэффициент мультиплексирования	Скорость, Мбит/с	Коэффициент мультиплексирования
0	0,064	—	0,064	—	0,064	—
1	2,048	30	1,544	24	1,544	24
2	8,448	4	6,312	4	6,312	4
3	34,368	4	44,736	7	32,064	5
4	139,264	4	274,176	6	97,728	3
5	565,148	4			397,200	4

ся цифровой поток со скоростью передачи 64 кбит/с, называемый **основным цифровым каналом** (ОЦК). Для объединения сигналов ОЦК в групповые высокоскоростные цифровые сигналы используется рассмотренный ранее принцип временного разделения каналов. Для преобразования первичных аналоговых (в том числе речевых телефонных) сигналов в ОЦК используется ИКМ (см. гл. 8).

Появившаяся исторически первой плезиохронная цифровая иерархия (Plesiochronous Digital Hierarchy – PDH) имеет европейскую, североамериканскую и японскую разновидности (табл. 9.1). Значения скоростей передачи в технической литературе обычно округляются (см. рис. 9.1).

В североамериканской и японской PDH для цифровых потоков применяется обозначение Т (иногда DS), в европейской PDH – Е, а в японской – Ј. Цифровые потоки первого уровня обозначаются соответственно Т1 и Е1, второго Т2 и Е2 и т.д. На практике используются цифровые потоки до Е4 и Т3 включительно.

Для сетей связи РФ принята европейская PDH.

9.3. ЕВРОПЕЙСКАЯ ПЛЕЗИОХРОННАЯ ЦИФРОВАЯ ИЕРАРХИЯ

Скорости цифровых потоков одной и той же ступени PDH, но образуемых ЦСП, расположенными на различных станциях сети, могут отличаться друг от друга в пределах допустимой нестабильности частот задающих генераторов [4, 6]. Именно поэтому рассматриваемая иерархия ЦСП называется плезиохронной. Наличие нестабильности задающих генераторов требует принятия специальных мер при объединении потоков в поток более высокой ступени иерархии, что заметно усложняет эксплуатацию первичной сети связи в целом и снижает ее качественные показатели.

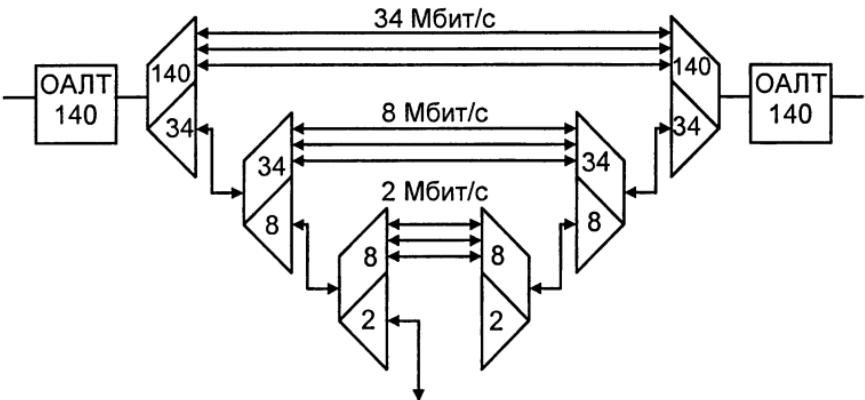


Рис. 9.1. Схема объединения цифровых потоков европейской PDH:
ОАЛТ – оконечная аппаратура линейного тракта

Принцип объединения и разделения цифровых потоков европейской PDH показан на рис. 9.1. Очевидно, что окончные станции должны иметь только половину показанного оборудования. При выделении низкоскоростного потока (например, со скоростью 2 Мбит/с, как показано на рис. 9.1) на промежуточной станции последняя должна иметь все оборудование, показанное на рис. 9.1.

На сети связи РФ эксплуатируются цифровые системы передачи PDH отечественного и зарубежного производства. Отечественные системы носят название ЦСП с ИКМ (цифровые системы передачи с импульсно-кодовой модуляцией). Вместо уровня иерархии в обозначении системы указывается число информационных ОЦК данной системы. Так, ЦСП первого уровня иерархии обозначается ИКМ-30, второго – ИКМ-120 и т.д. (см. табл. 9.1). В настоящее время разработан и представлен на сети полный спектр аппаратуры, реализующей европейскую PDH.

ПРИНЦИПЫ СИНХРОНИЗАЦИИ ЦСП

В плезиохронных ЦСП используется принцип временного разделения каналов, поэтому правильное восстановление исходных сигналов на приеме возможно только при синхронной и синфазной работе генераторного оборудования (ГО) на передающей и приемной станциях. Для нормальной работы плезиохронных ЦСП должны быть обеспечены следующие виды синхронизации:

- тактовая – обеспечивает равенство скоростей обработки цифровых сигналов в линейных и станционных регенераторах, кодеках и других устройствах ЦСП, осуществляющих обработку сигнала с тактовой частотой F_t ;
- цикловая – обеспечивает правильное разделение и декодирование кодовых групп цифрового сигнала и распределение декодированных отсчетов по соответствующим каналам в приемной части аппаратуры;

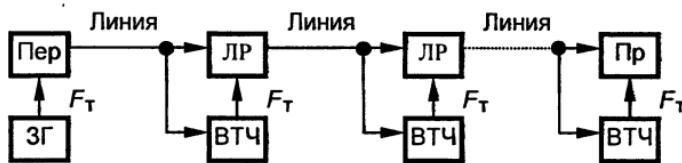


Рис. 9.2. Структурная схема тактовой синхронизации

- сверхцикловая – обеспечивает на приеме правильное распределение сигналов управления и взаимодействия (СУВ) по соответствующим телефонным каналам; СУВ представляют собой набор сигналов, управляющих работой АТС (набор номера, ответ, отбой, разъединение и пр.)

Нарушение хотя бы одного из видов синхронизации приводит к потере связи по всем каналам ЦСП.

Структурная схема *тактовой синхронизации* включает в себя (рис.9.2) передающий генератор (ЗГ), входящий в состав ГО передающего оборудования оконечной станции (Пер) и вырабатывающий импульсную последовательность тактовой частоты F_t , и устройства выделения тактовой частоты (ВТЧ), устанавливаемые в том оборудовании, где осуществляется обработка сигнала с частотой F_t : в линейных регенераторах (ЛР) и приемном оборудовании (Пр) оконечной станции.

Наиболее распространенным методом выделения тактовой частоты является метод *пассивной фильтрации*, который состоит в том, что из спектра группового цифрового сигнала с помощью ВТЧ, содержащего высокодобротные резонансные контуры, фильтры-выделители или избирательные усилители, выделяется тактовая частота. Этот способ характеризуется простотой реализации ВТЧ, но имеет существенный недостаток: стабильность выделения тактовой частоты зависит от стабильности параметров фильтра-выделителя и структуры цифрового сигнала (при появлении длинных серий нулей или кратковременных перерывов связи затрудняется процесс выделения тактовой частоты).

Для высокоскоростных ЦСП перспективным, но более сложным является способ тактовой синхронизации с применением устройств автоподстройки частоты генератора тактовой частоты приемного оборудования (способ *активной фильтрации*).

Цикловая синхронизация осуществляется следующим образом. На передающей станции в состав группового цифрового сигнала в начале цикла вводится цикловой синхросигнал (СС). На приемной станции устанавливается приемник синхросигнала (ПСС), который выделяет цикловой синхросигнал из группового цифрового сигнала и тем самым определяет начало цикла передачи. Цикловой синхросигнал должен обладать определенными отличительными признаками, в качестве которых используется за-

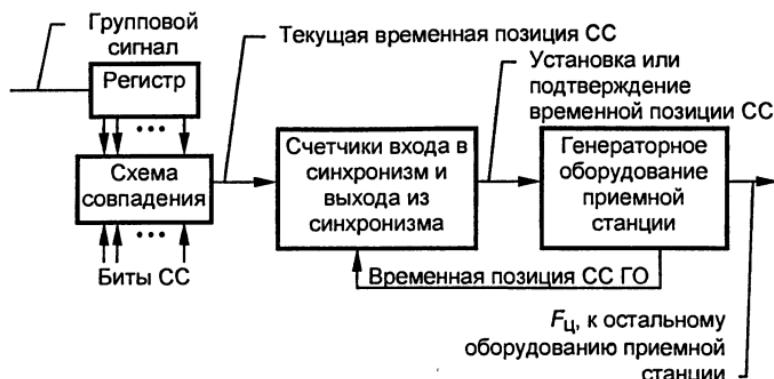


Рис. 9.3. Структурная схема приемника синхросигнала

нее определенная и неизменная структура синхросигнала (например, 0011011 в ЦСП ИКМ-30). Групповой цифровой сигнал в силу случайного характера информационных сигналов такими свойствами не обладает.

К системе цикловой синхронизации предъявляются следующие требования:

- время вхождения в синхронизм при первоначальном включении аппаратуры и время восстановления синхронизма при его нарушении должно быть минимально возможным;
- приемник синхросигнала должен обладать высокой помехоустойчивостью, т.е. иметь защиту от установления ложного синхронизма и от ложного выхода из синхронизма;
- число символов синхросигнала и частота повторения должны быть минимально возможными.

Эти требования носят противоречивый характер, поэтому приходится принимать компромиссные решения.

Схемы ПСС (рис. 9.3) обычно включают в себя блоки обнаружения СС на основе схем совпадения, счетчики обнаружения СС в данной временной позиции, счетчики-накопители по входу в синхронизм и выходу из синхронизма.

Работа системы сверхциклической синхронизации, как и работа системы цикловой синхронизации, основана на передаче сверхциклического синхросигнала (СЦС) в одном из циклов сверхцикла (СЦ). Принцип работы приемника СЦС аналогичен работе ПСС.

ГЕНЕРАТОРНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ ЦСП

Все процессы обработки сигналов в ЦСП строго регламентированы по времени. Последовательность обработки сигнала в оборудовании ЦСП задается генераторным оборудованием (ГО). обеспечивает формирование и распределение всех импульсных последовательностей, управляющих процессами преобразования

сигналов в ЦСП. В ГО передающей станции импульсные последовательности получают делением тактовой частоты высокостабильного ЗГ.

Обычно предусматриваются следующие режимы работы ГО:

- *внутренней синхронизации*, при котором осуществляется работа от высокостабильного автономного ЗГ (с относительной нестабильностью $\pm 10^{-5} \dots 10^{-6}$);
- *внешнего запуска*, при котором осуществляется работа внешнего ЗГ;
- *внешней синхронизации*, при котором осуществляется подстройка частоты ЗГ с помощью ФАПЧ, управляемой внешним сигналом.

Структура ГО приемной станции отличается тем, что тактовая частота подается не от ЗГ, а от ВТЧ, а установка ГО приема по циклу и сверхциклу осуществляется с помощью сигналов, поступающих от приемников синхросигналов.

СТРУКТУРЫ КАДРОВ

Рассмотрим структуру кадра передачи ЦСП ИКМ-30 (рис. 9.4). Данный поток называется *первичным цифровым потоком* и организуется объединением 30-ти информационных ОЦК.

Канальные интервалы КИ1–КИ15, КИ17–КИ31 отведены для передачи информационных сигналов; КИ0 и КИ16 – для передачи служебной информации; КИ0 в четных циклах предназначаются для передачи циклового синхросигнала (ЦСС), имеющего вид 0011011 и занимающего разряды Р2–Р8. В разряде Р1 всех циклов передается информация постоянно действующего канала передачи данных (ПД). В нечетных циклах разряды Р3 и Р6 КИ0 используются для передачи информации о потере цикловой синхронизации (Авар. ЦС) и снижении остаточного затухания каналов (Ост. зат.) до значения, при котором в них может возникнуть самовозбуждение. Разряды Р4, Р5, Р7 и Р8 являются свободными, их занимают единичными сигналами для улучшения работы выделителей тактовой частоты.

В КИ16 нулевого цикла (Ц0) передается сверхциклический синхросигнал вида 0000 (Р1–Р4), а также сигнал о потере сверхциклической синхронизации (Р6 – Авар. СЦС). Остальные три разрядных интервала свободны. В КИ16 остальных циклов (Ц1–Ц15) передаются сигналы служебных каналов (СК1 и СК2), причем в Ц1 передаются СК для 1- и 16-го каналов ТЧ, в Ц2 – для 2- и 17-го и т.д. Разряды Р3, Р4, Р6 и Р7 свободны.

Принятая структура построения цифровых систем передачи PDH реализуется посредством объединения и разделения тем или иным способом типовых цифровых потоков. Сущность любого спо-

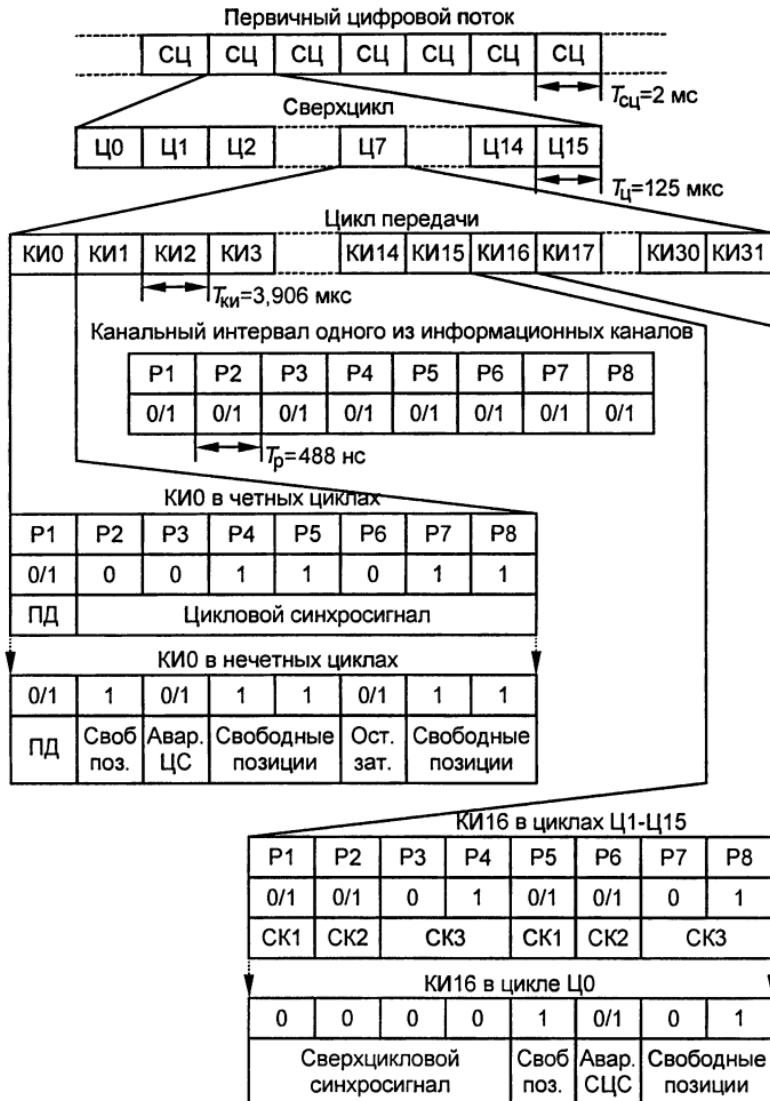


Рис. 9.4. Структура кадра ЦСП ИКМ-30

соба объединения заключается в том, что информация, содержащаяся в поступающих потоках, записывается в запоминающие устройства, а затем поочередно считывается в моменты, отводимые ей в объединенном потоке.

Различают объединение трех типов потоков: синфазно-синхронных, синхронных и асинхронных (плезиохронных). В первом типе объединения совпадают не только скорости объединяемых потоков, но и начала их отсчетов. Во втором типе объединения скорости потоков совпадают, но их начала отсчетов произвольно смешены друг относительно друга. Это заставляет вводить в объединенный поток специальный синхросигнал, указывающий поря-

док объединения. После синхросигнала передается информация первого объединяемого потока, затем – второго и т.д. В наиболее общем третьем типе объединения в объединенный поток помимо синхросигнала, указывающего порядок объединения, вводится служебная информация, обеспечивающая необходимое согласование скоростей объединяемых потоков.

Очевидно, возможны два случая несоответствия скорости записи объединяемого потока и скорости считывания объединенного потока:

- скорость считывания превышает скорость записи – при этом применяется так называемое *положительное согласование скоростей* (ПСС), представляющее собой вставку (стаффинг) дополнительного бита в объединяемый поток;
- скорость считывания меньше скорости записи – при этом применяется так называемое *отрицательное согласование скоростей* (ОСС), представляющее собой передачу отстяущего информационного бита вместо одного из служебных.

Операции разделения потоков являются обратными операциями объединения: информация объединенного потока записывается в запоминающие устройства, соответствующие исходным потокам, затем считывается со скоростями, равными скоростям объединяемых потоков.

В большинстве случаев объединение потоков осуществляется посимвольно (побитно), т.е. считывание информации из запоминающих устройств при объединении происходит по разрядам: вначале считывается и передается разряд первого потока, затем – второго и так далее, после считывания разряда последнего из объединяемых потоков вновь считывается очередной разряд первого, т.е. цикл повторяется.

Возможно объединение потоков и по группам символов. Например, в объединенном потоке можно вначале передать все символы, относящиеся к каналу или циклу передачи первого потока,

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	...	263	264			
Цикловый синхросигнал 11100110								Побитно объединенная информация четырех исходных потоков							
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	...	263	264			
1-е символы КСС				Служебная связь				Побитно объединенная информация четырех исходных потоков							
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	...	263	264			
2-е символы КСС				Данные		Ав.	Выз.	Побитно объединенная информация четырех исходных потоков							
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	...	263	264
3-и символы КСС				Дополнительная информация при ОСС				Вставки при ПСС			Побитно объединенная информация четырех потоков				

Рис. 9.5. Структура кадра ЦСП ИКМ-120

затем – такую же группу символов второго потока и т.д. Объединение по группам символов требует увеличения объема памяти оперативных запоминающих устройств пропорционально числу объединяемых групп символов.

Структура кадра вторичной ЦСП (ИКМ-120) (рис.9.5) является типичной для всех высших уровней этой иерархии. Цикл передачи имеет длительность 125 мкс и состоит из 1056 позиций. Цикл раз-

Таблица 9.2

Параметр	ИКМ-15	ИКМ-30 (ИКМ-30С)	ИКМ-120	ИКМ-480	ИКМ-1920
Число каналов ТЧ	15	30	120	480	1920
Скорость передачи входных потоков, кбит/с	–	–	2048 ($1\pm3\times10^{-5}$)	8448 ($1\pm2\times10^{-5}$)	34368 ($1\pm1,5\times10^{-5}$)
Скорость передачи выходных потоков, кбит/с	1024 ($1\pm3\times10^{-5}$)	2048 ($1\pm3\times10^{-5}$)	8448 ($1\pm2\times10^{-5}$)	34368 ($1\pm1,5\times10^{-5}$)	$139\,264$ ($1\pm1\times10^{-5}$)
Тип кода линейного сигнала	NRZ-S	CMI	CMI или HDB-3	HDB-3	HDB-3
Среднее время восстановления циклового синхронизма, мс	2	2	0,75	0,5	0,15
Коэффициент ошибок на линейный тракт максимальной длины	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}
Тип кабеля	КСПП, ВТСП	T, ТПП (КСПП)	МКС, ЗКП	МКТ-4	КМБ-4
Длина участка регенерации, км	До 7,4	До 2,7 (3,8)	$5\pm0,5$	2,3...3,2	2,75...3,15
Максимальная длина секции дистанционного питания, км	50	43(110)	200	200	240
Максимальная дальность связи, км	100	85(440)	600	2500	2500
Максимальное число необслуживаемых регенерационных пунктов между обслуживаемыми станциями	7	20(28)	40	80	80

делен на четыре субцикла одинаковой длительности. Первые восемь битов первого субцикла заняты комбинацией 11100110, представляющей собой цикловой синхросигнал объединенного потока. Первые четыре бита второго субцикла заняты первыми символами команд согласования скоростей (КСС), а следующие четыре – сигналами служебной связи. Вторые и третьи символы КСС занимают первые четыре бита третьего и четвертого субциклов. Биты 5–8 третьего субцикла используются для передачи сигналов данных (два бита), аварийных сигналов (Ав.) и сигналов вызова (выз.) по каналу служебной связи (по одному биту). В битах 5–8 четвертого субцикла передается информация объединяемых потоков при ОСС. При ПСС исключаются биты 9–12 четвертого субцикла.

Кроме основных ЦСП, разработаны системы передачи, не входящие непосредственно в европейскую PDH. К ним относятся:

- субпервичная система ИКМ-15, преобразующая сигналы 15 телефонных каналов в цифровой поток со скоростью 1024 кбит/с. Цифровые потоки двух систем ИКМ-15 могут быть объединены устройством объединения «Зона-15» в первичный цифровой поток;
- аналого-цифровое оборудование АЦО-ЧРКВ, которое преобразует сигналы типовой вторичной группы каналов (60-канальной) системы передачи с ЧРК в три первичных цифровых потока;
- аналого-цифровое оборудование АЦО-ТВ, позволяющее преобразовывать канал телевизионного вещания и два канала звукового сопровождения (или один стерео) в три третичных цифровых потока.

Основные параметры ЦСП плезиохронной цифровой иерархии приведены в табл. 9.2.

9.4. СИНХРОННАЯ ЦИФРОВАЯ ИЕРАРХИЯ

Наиболее современной технологией, используемой в настоящее время для построения сетей связи, является синхронная цифровая иерархия (СЦИ) (Synchronous Digital Hierarchy – SDH) [7, 9]. Она обладает существенными преимуществами по сравнению с системами предшествующих поколений, позволяет полностью реализовать возможности волоконно-оптических и радиорелейных линий, создавать гибкие, надежные, удобные для эксплуатации, контроля и управления сети, гарантируя высокое качество связи. Системы SDH обеспечивают скорость передачи от 155 Мбит/с и выше и могут транспортировать как сигналы существующих ЦСП, так и новых перспективных служб, в том числе широкополосных. Аппаратура SDH является программно управляемой и интегрирует в себе средства преобразования, передачи, оперативного переключения, контроля, управления.

Хотя создание цифровых систем передачи PDH было значительным шагом в развитии техники связи, тем не менее PDH присущ ряд недостатков. Во-первых, наличие трех различных иерархий (европейской, североамериканской и японской) крайне затрудняет организацию международной связи. Во-вторых, в PDH затруднен ввод/вывод цифровых потоков в промежуточных пунктах и возникает парадоксальная ситуация, когда для выделения низкоскоростного потока требуется непропорционально большое количество сложного оборудования (см. рис.9.1). Данный недостаток становится особенно существенным при необходимости частого ввода/вывода цифровых потоков вдоль магистрали.

В-третьих, в PDH отсутствуют средства сетевого автоматизированного контроля и управления, без которых невозможно создать сеть связи, удовлетворяющую современным требованиям к качеству обслуживания и надежности. Такие средства (в ограниченном объеме) имеются в PDH лишь на уровне линий передачи, однако они не стандартизированы, поэтому разработанные различными производителями оборудования PDH системы контроля и управления линейных трактов несовместимы. Они не способны осуществлять контроль и управление групповыми трактами «из конца в конец» и тем более всей сетью. В-четвертых, при нарушении синхронизации группового сигнала в PDH сравнительно большое время требуется на многоступенное восстановление синхронизации компонентных потоков.

Преодолеть недостатки, оставаясь в рамках PDH, было невозможно. Поэтому, когда в середине 80-х годов применение волоконно-оптических линий связи позволило существенно повысить скорости передачи, а внедрение цифровых коммутационных станций – создавать полностью цифровые синхронные сети, началась работа по переходу к SDH.

В качестве основной среды передачи в SDH применяются ВОЛС. Неслучайно американский прототип SDH носит название SONET – от английских слов Synchronous Optical NETwork, что переводится как «синхронная оптическая сеть». В европейском варианте SDH можно использовать и радиорелейные линии (см. § 10.5).

SDH позволяет организовать универсальную транспортную сеть, выполняющую функции как передачи информации, так и контроля и управления. Она рассчитана на транспортирование всех сигналов PDH, а также всех действующих и перспективных служб, в том числе и широкополосной цифровой сети с интеграцией служб (B-ISDN), использующей асинхронный способ доставки (Asynchronous Transfer Mode – ATM).

Применение SDH дает возможность существенно сократить объем и стоимость аппаратуры, эксплуатационные расходы, сроки

Таблица 9.3

Уровень	Модуль	Скорость передачи
1	STM-1	155 Мбит/с
4	STM-4	622 Мбит/с
16	STM-16	2,5 Гбит/с
64	STM-64	10 Гбит/с

монтажа и настройки оборудования. В то же время значительно повышаются надежность и живучесть сетей, их гибкость, качество связи.

Линейные сигналы SDH организованы в так называемые синхронные транспортные модули (Synchronous Transport Module – STM) (табл. 9.3). Первый из них (STM-1) соответствует скорости 155 Мбит/с. Каждый последующий имеет скорость в 4 раза большую, чем предыдущий, и образуется побайтным синхронным мультиплексированием. Уже стандартизированы STM-4 (622 Мбит/с), STM-16 (2,5 Гбит/с) и STM-64 (10 Гбит/с).

При использовании радиолиний, когда их пропускная способность недостаточна для STM-1, может применяться субпервичный транспортный модуль STM-RR со скоростью передачи 52 Мбит/с (втрое меньше, чем у STM-1). Однако STM-RR не является уровнем SDH и не может использоваться на интерфейсах сетевых узлов.

В сети SDH используется принцип контейнерных перевозок. Подлежащие транспортированию сигналы предварительно размещаются в стандартных контейнерах (Container-C). Все операции производятся с контейнерами независимо от их содержимого. Благодаря этому и достигается прозрачность сети SDH, т.е. возможность транспортировать различные сигналы PDH, потоки ячеек ATM или какие-либо другие сигналы.

Предусмотрены контейнеры четырех уровней. В контейнерах размещаются потоки PDH (табл. 9.4). Скорость 8 Мбит/с европейской PDH не приведена, поскольку соответствующий контейнер зарезервирован для новых сигналов с неиерархическими скоростями, например для потока ячеек ATM.

Таблица 9.4

Уровень	Контейнер	Сигнал PDH, Мбит/с
1	C-11	1,5
	C-12	2
2	C-2	6
3	C-3	34 и 45
4	C-4	140

Таблица 9.5

Слои	Подслои
Каналы	—
Тракты	Низшего порядка. Высшего порядка
Среда передачи	Секции мультиплексные. Секции регенерационные. Физическая среда

Важной особенностью сети SDH является ее деление на три функциональных слоя, которые подразделяются на подслой (табл. 9.5). Каждый слой обслуживает вышележащий слой и имеет определенные точки доступа. Слои имеют собственные средства контроля и управления, что упрощает операции по ликвидации последствий отказов и снижает их влияние на вышележащие слои. Независимость слоев позволяет внедрять, модернизировать или заменять их, не затрагивая другие слои.

Самый верхний слой образует сеть каналов, обслуживающих конечных пользователей. Группы каналов объединяются в групповые тракты различных порядков (средний слой). Групповые тракты организуются в линейные тракты, относящиеся к нижнему слою среды передачи. Он подразделяется на секции (мультиплексные и регенерационные) и физическую среду (рис. 9.6).

Общая схема преобразований SDH изображена на рис. 9.7. Ее сложность обусловлена тем, что она фактически объединяет две схемы: европейскую и американскую (SONET). Если выделить схему, принятую ETSI, то получится более простая и стройная система, представленная на рис. 9.8. Именно она предусмотрена «Регламентом СЦИ для сети связи России», который утвержден ГКЭС в качестве технической правовой базы применения SDH на ВСС России.

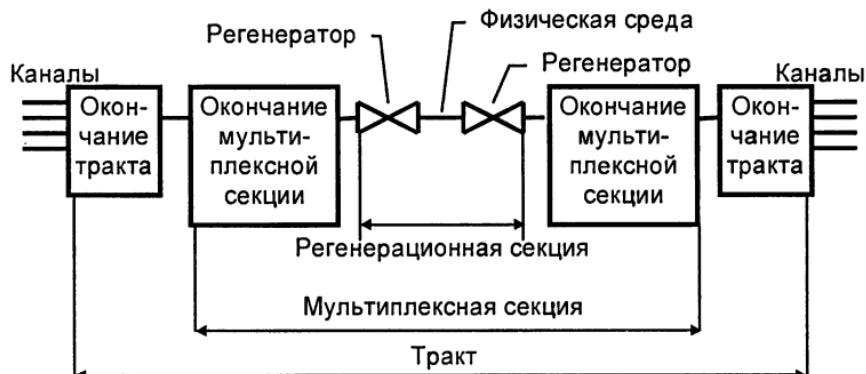


Рис. 9.6. Структура, иллюстрирующая слои SDH

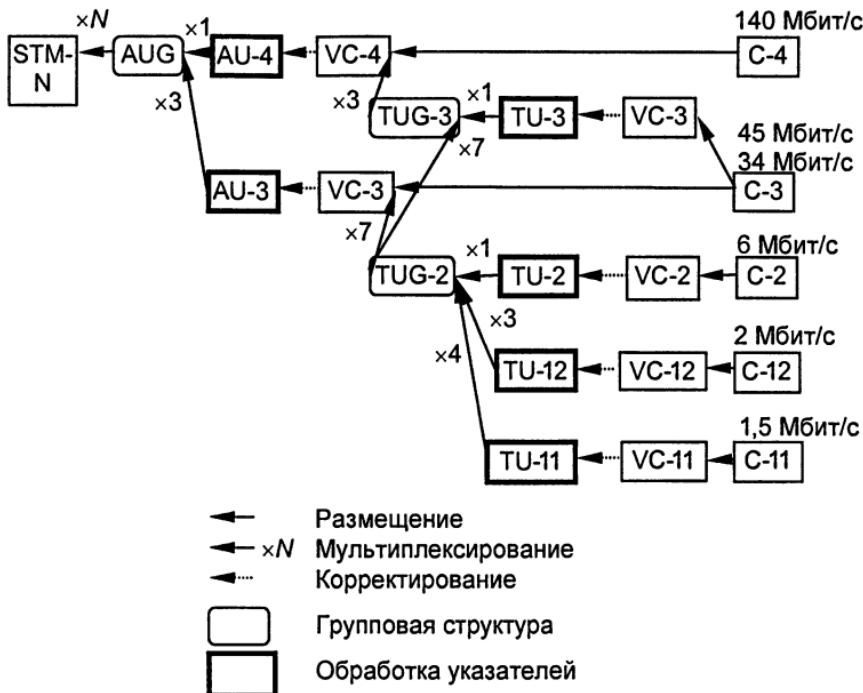


Рис. 9.7. Общая схема преобразований SDH

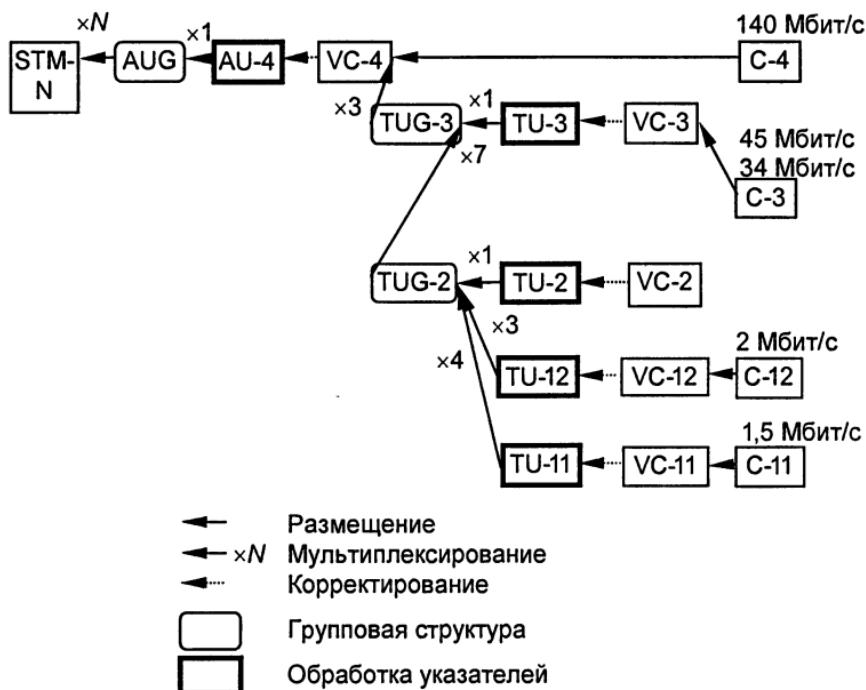


Рис. 9.8. Европейская схема преобразований SDH

Для организации трактов используются *виртуальные контейнеры* VC (Virtual Container). Они образуются добавлением к соответствующему контейнеру трактового заголовка РОН (Path Over-Head), т.е. условно можно записать: $VC = C + PON$. Виртуальные контейнеры формируются и расформировываются в точках окончания трактов. Трактовый заголовок позволяет осуществлять контроль качества трактов «из конца в конец» и передавать аварийную и эксплуатационную информацию.

Тракты, соответствующие виртуальным контейнерам 1- и 2-го уровней (VC-11 и VC-12), относятся к трактам низшего порядка, а соответствующие виртуальным контейнерам 3- и 4-го уровней (VC-3 и VC-4) – высшего порядка.

При мультиплексировании циклы различных компонентных потоков могут не совпадать как между собой, так и с циклом агрегатного потока. В PDH этому не придается значения, именно поэтому операции ввода-вывода там столь громоздки (см. рис. 9.1). Для разрешения указанной проблемы в SDH служат указатели PTR (Pointer). Они указывают, где именно внутри цикла синхронного транспортного модуля STM-1 находятся начальные позиции циклов компонентных потоков. Это позволяет легко производить ввод-вывод потоков.

Виртуальные контейнеры 1-, 2- и 3-го уровней вместе с соответствующими указателями образуют *субблоки TU* (Tributary Unit), а 4-го уровня – *административный блок AU* (Administrative Unit). Таким образом, $TU_n = VC_n + TU-PTR$ ($n=11,12,2,3$); $AU-4 = VC-4 + AU-PTR$.

Один или несколько субблоков, занимающих некоторые фиксированные позиции в нагрузке виртуального контейнера высшего порядка, называются *группой субблоков TUG* (Tributary Unit Group). Группы определены так, чтобы получить возможность образования смешанной нагрузки из субблоков разных уровней для увеличения гибкости транспортной сети.

Один или несколько административных блоков, занимающих некоторые фиксированные позиции в нагрузке STM, называются *группой административных блоков AUG* (Administrative Unit Group). В европейской схеме преобразований (см. рис. 9.8) она состоит из одного AU-4.

Наконец, синхронный транспортный модуль STM-1 образуется добавлением к группе административных блоков AUG секционного заголовка SOH (Section OverHead), который состоит из заголовков *мультиплексной MSOH* (Multiplexer Section OverHead) и регенерационной секций RSOH (Regenerator Section OverHead). Эти заголовки служат для контроля, управления и ряда других функций. При этом RSOH передается между соседними регенераторами, а MSOH – между пунктами, где формируются и расформировываются STM, проходя регенераторы транзитом. Таким образом, $STM-1 = AUG + SOH$, где $SOH = RSOH + MSOH$.

Таблица 9.6

Слои		Информационные структуры
Каналы		Контейнеры С
Тракты	Низшего порядка	Виртуальные контейнеры VC-12, VC-2
	Высшего порядка	Виртуальные контейнеры VC-3, VC-4
Среда передачи	Секции	Синхронные транспортные модули STM
	Физическая	

Каждая из описанных выше информационных структур служит для транспортирования информации на слоях сети SDH или для согласования между собой двух смежных слоев. Соответствие между слоями или межслоевыми взаимодействиями и информационными структурами показано в табл. 9.6.

Преобразовательные процедуры SDH разделяются на три категории. На рис. 9.7 и рис. 9.8 им соответствуют различные обозначения стрелок.

Поступающие цифровые потоки размещаются на заданных позициях циклов виртуальных контейнеров. Учитывая широкое и разнообразное использование в современных сетях связи потока 2 Мбит/с, предусмотрены различные варианты его размещения в контейнере С-12. Асинхронное размещение может применяться на первых этапах развертывания SDH при работе синхронных участков в плезиохронном окружении. При создании синхронных зон целесообразно синхронное размещение, имеющее две разновидности. Байт-синхронное размещение предоставляет доступ к составляющим каналам 64 Кбит/с, так как при этом октеты (байты) потока 2 Мбит/с совпадают с байтами контейнера. Бит-синхронное размещение применяется для сигналов, не имеющих октетной структуры.

Добавляемые к виртуальным контейнерам при формировании субблоков и административных блоков указатели позволяют динамично компенсировать изменения скорости и фазы нагрузки блоков. Соответствующая процедура названа выравниванием.

Наконец, мультиплексирование позволяет согласовать несколько сигналов трактов низшего порядка с сигналом тракта высшего порядка или несколько сигналов трактов высшего порядка с сигналом мультиплексной секции.

Циклы основных информационных структур SDH принято изображать в виде прямоугольных таблиц. Каждая клетка таблицы соответствует октету. Порядок передачи октетов – слева направо, сверху вниз. Первый октет цикла размещается в левом верхнем углу таблицы, последний – в правом нижнем.

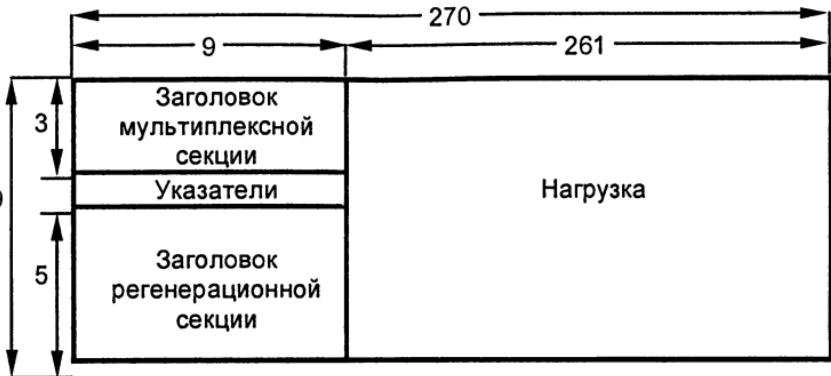


Рис. 9.9. Формат цикла STM-1

На рис. 9.9 изображен формат цикла STM-1. Он имеет период повторения 125 мкс, его таблица содержит 9 строк и 270 столбцов. Таким образом, каждая клетка соответствует скорости передачи $8 \text{ бит}/125 \text{ мкс} = 64000 \text{ бит}/\text{с} = 64 \text{ кбит}/\text{с}$, а вся таблица – скорости $9 \times 270 \times 64 \text{ кбит}/\text{с} = 155520 \text{ кбит}/\text{с}$.

Строки 1–3 занимают заголовок мультиплексной секции RSOH, строки 5–9 – заголовок регенерационной секции MSOH, строка 4 содержит указатели административных блоков. Первые 9 столбцов цикла отведены для служебных сигналов. Остальные столбцы цикла ($261 = 270 - 9$) предназначены для информационной нагрузки.

В качестве информационной нагрузки для STM-1 может выступать, например, виртуальный контейнер VC-4. Ему соответствует таблица 9×261 . Первый столбец цикла VC-4 занимает трактовый заголовок РОН, остальные – контейнер С-4, в котором размещается сигнал PDH 140 Мбит/с.

Система синхронизации сетей SDH строится по иерархическому принципу. Верхний уровень иерархии занимает первичный эталонный задающий генератор (3Γ), который вырабатывает хронирующий сигнал с долговременным отклонением частоты не более чем 1×10^{-11} . От эталонного 3Γ производится принудительная синхронизация всех остальных (ведомых) 3Γ . Синхронизация реализуется передачей хронирующего сигнала от одного 3Γ к следующему. Таким образом, образуется иерархия 3Γ , в которых одни из них являются ведомыми по отношению к 3Γ более высоких порядков и, в свою очередь, играют роль головных (ведущих) 3Γ для 3Γ более низкого порядка. Нижний уровень иерархии образуют 3Γ оборудования SDH.

Хронирующие сигналы передаются по так называемым синхротрассам, в качестве которых используются линейные тректы STM-N. На участках с системами PDH синхронизируются сигналы 2 Мбит/с, которые также используются в качестве синхротрасс.

Для обеспечения высоконадежной работы системы синхронизации принимается ряд специальных мер. Первичный ЗГ обязательно резервируется. Как правило, резервируются и ЗГ, встроенные в оборудование SDH. Для передачи хронирующих сигналов используется несколько географически разнесенных синхротрасс. В качестве резервных могут использоваться радиолинии. Оборудование SDH имеет возможность принимать хронирующие сигналы от нескольких источников, для которых задается приоритет использования. Имеется также несколько выходов синхронизации для других сетевых элементов. В случае потери хронирующих сигналов от ведущего ЗГ ведомый ЗГ переходит в режим удержания частоты, что соответствует переходу данного участка сети в пле-зиохронный режим, который может использоваться в сети SDH в качестве аварийного. При этом качество работы может снижаться.

В настоящее время различная аппаратура SDH выпускается рядом ведущих фирм: Lucent Technologies, Alcatel, Siemens, Ericsson, Nokia, NEC, ECI и др. Важной особенностью аппаратуры SDH, отличающей ее от аппаратуры предшествующих поколений, является отсутствие жесткого разделения на аппаратуру линейного тракта, преобразовательную, аппаратуру оперативного переключения, контроля и управления. Все эти средства интегрированы. Аппаратура SDH является программно управляемой, что обеспечивает гибкость, упрощает эксплуатацию и развитие сетей.

Для обеспечения высокой надежности в аппаратуре SDH используются различные виды резервирования. Как правило, блоки питания и другие важнейшие узлы дублируются (так называемая схема резервирования 1:1). Для менее важных блоков возможна установка одного резервного блока на несколько однотипных основных (схема резервирования 1:N). В результате коэффициент простого аппаратуре SDH в расчете на одно соединение имеет порядок 10^{-5} . Возможности аппаратуры SDH позволяют строить надежные и живучие сети, организуя резервирование на сетевом уровне.

Синхронные мультиплексоры SDH заменяют набор оборудования PDH. Они не только осуществляют мультиплексирование всех уровней, но и выполняют функции оборудования линейного тракта. На вход синхронного мультиплексора могут поступать сигналы PDH и SDH (электрические или оптические). Существуют мультиплексоры, непосредственно воспринимающие цифровые потоки PDH, а также имеющие интерфейсы для подключения локальных сетей, ISDN и ATM. Мультиплексоры имеют модульную структуру и оснащаются необходимыми в конкретном случае интерфейсами.

На агрегатной (линейной) стороне может осуществляться передача сигналов, скорость которых соответствует скорости синхронных транспортных модулей того или иного уровня. Как правило,



Рис. 9.10. Конфигурация «цепочка ввода-вывода»

мультплексоры имеют два агрегатных оптических порта, что позволяет строить с помощью мультиплексоров такие конфигурации, как «кольцо», «цепочка», а также осуществлять резервирование потоков. Многие типы мультиплексоров могут иметь для резервирования и четыре оптических порта.

Рассмотрим основные конфигурации, которые строятся на основе мультиплексоров.

В конфигурации «цепочка ввода-вывода» (рис.9.10) два мультиплексора являются оконечными (терминальными), а все промежуточные – мультиплексорами ввода-вывода (МВВ). Каждый из МВВ может ввести, вывести или проключить транзитом любой из потоков нагрузки. Например, МВВ 1-го уровня SDH может иметь до 63 портов нагрузки для потоков 2 Мбит/с и вводить-выводить от 1 до 63 таких потоков.

В конфигурации «точка-точка» (рис.9.11) мультиплексоры используются как оконечные. Передача может осуществляться по двум кабелям, один из которых является основным, а второй – резервным, что обеспечивает защиту от обрыва кабеля или отказа оборудования.

Недостатком конфигурации «цепочка ввода-вывода» является отсутствие резервирования. Для его преодоления служит конфигурация «кольцо» (рис.9.12). Подобная конфигурация является одной из основных при построении сетей SDH.

Мультиплексор может применяться и как концентратор. В этом случае он принимает несколько частично заполненных синхронных потоков (по оптическим или электрическим интерфейсам) и объединяет их в один агрегатный поток. Возможна конфигурация, совмещающая функции концентратора и МВВ.



Рис. 9.11. Конфигурация «точка-точка»

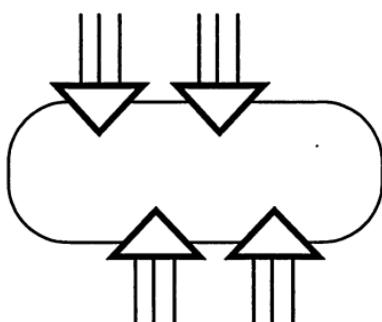


Рис. 9.12. Конфигурация «кольцо»

Под оперативным переключением понимается установление полупостоянных соединений между различными каналами и трактами. Следует подчеркнуть разницу между оперативным переключением и коммутацией. При коммутации устанавливаются временные соединения на вторичной сети, причем под управлением абонентов сети. Полупостоянные соединения при оперативных переключениях устанавливаются на первичной сети по командам сетевого оператора средствами сетевого управления.

На сети SDH оперативное переключение может выполняться при помощи встроенных устройств, имеющихся во многих видах аппаратуры. Используя подобные устройства, осуществляют, например, различные переключения потоков в МВВ. Таким образом, функции оперативного переключения могут быть распределены по сети между многими сетевыми элементами.

Тем не менее в ряде случаев удобно иметь специальную автономную аппаратуру оперативного переключения (АОП) SDH. Такая аппаратура имеет гораздо больше портов, чем мультиплексоры (до нескольких сотен портов STM-1 или нескольких тысяч портов 2 Мбит/с). С помощью АОП могут создаваться сети с ячейстой (решетчатой) структурой. Выделяют несколько типов АОП, отличающихся уровнями виртуальных контейнеров, осуществляющих ввод и переключение потоков:

- АОП типа 4/4 может обрабатывать сигналы всех уровней SDH, т.е. STM-1, STM-4 и STM-16, а также плезиохронные сигналы 140 Мбит/с; переключение производится на уровне VC-4;
- АОП типа 4/1 имеет порты для синхронных сигналов STM-1 (иногда и STM-4) и плезиохронных сигналов 140 и 2 Мбит/с; переключение производится на уровнях VC-4 и VC-1;
- АОП типа 4/3/1 имеет, кроме того, порты для плезиохронных сигналов 34 Мбит/с, а переключение может производиться на уровнях VC-4, VC-3 и VC-1.

Согласно современным взглядам транспортная сеть должна иметь иерархическую трехуровневую архитектуру (рис. 9.13), позволяющую наиболее рационально построить гибкую, надежную и экономичную сеть.

Верхний (базовый, магистральный) уровень образуется главными узлами, в которых устанавливается АОП 4/4. Основными единицами, которыми обмениваются эти узлы, служат виртуальные контейнеры VC-4. Каждая линия несет по несколько STM-4 или STM-16. Структура сети на этом уровне решетчатая.

Средний уровень состоит из нескольких соединительных (региональных) сетей, каждая из которых охватывает определенную территорию. Узлы этих сетей обмениваются не только VC-4, но и более мелкими единицами, например VC-12. Поэтому в узлах используется АОП 4/1, а также МВВ. Важнейшие узлы этого уровня

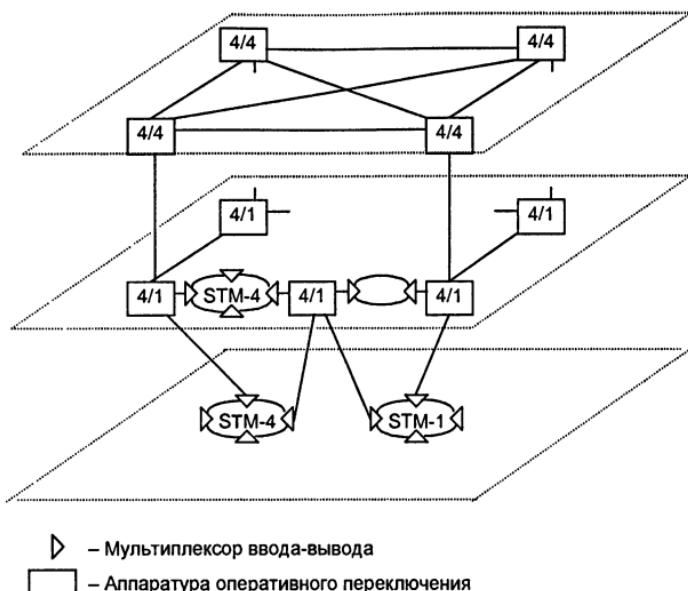


Рис. 9.13. Трехуровневая архитектура сети SDH

выходят на один или несколько узлов верхнего слоя. Структура соединительных сетей может быть и кольцевой, и решетчатой. В линиях организуются тракты STM-4.

Нижний уровень составляют сети доступа, куда и включаются основные источники и потребители нагрузки. Каждая из сетей доступа выходит на один или несколько узлов среднего уровня. Структура сетей кольцевая на основе МВВ, тракты STM-1 или STM-4.

В общих чертах можно охарактеризовать функции каждого уровня следующим образом: верхний уровень создает сеть трактов VC-4, средний – осуществляет перераспределение трактов VC-12 и VC-3 между VC-4, нижний – обеспечивает доступ пользователей к сети.

Преимуществами подобной иерархической архитектуры являются:

- возможность независимого развития и реконструкции каждого из уровней;
- концентрация потоков нагрузки, позволяющая использовать линейные тракты высокой пропускной способности, что дает экономию при построении сети;
- возможность осуществлять контроль, управление и резервирование отдельно на каждом уровне, что упрощает и ускоряет ликвидацию последствий отказов на сети.

Мы рассмотрели общую схему, от которой возможны отступления. В каждом конкретном случае могут быть изменены количество уровней, структура сетей, функции уровней могут частично перекрываться и т.п. Типовыми структурами при построении сетей SDH являются кольцевые на базе МВВ и решетчатые на базе АОП.

Важный аспект проектирования сетей SDH – обеспечение их надежности и живучести. Аппаратура SDH, как уже указывалось выше, весьма надежна. Кроме того, встроенные средства контроля и управления облегчают и ускоряют обнаружение неисправностей и переключение на резерв. Однако эти преимущества SDH не реализуются в полной мере. Это объясняется тем, что ВОЛС обладают огромной пропускной способностью, и отказ даже одного участка может привести к разрыву связи для десятков тысяч пользователей и значительным экономическим потерям. Поэтому необходимо принимать специальные меры по обеспечению отказоустойчивости сетей, закладывая резервные емкости и предусматривая алгоритмы реконфигурации сетей при отказах ее элементов. Ряд факторов облегчает принятие указанных мер: значительные емкости ВОЛС; наличие средств контроля и управления SDH; деление сети SDH на независимые функциональные слои; возможности интеллектуальных мультиплексоров и АОП.

Отмеченные обстоятельства привели к появлению концепции построения так называемых самозалечивающихся сетей на основе SDH. Самозалечивающейся называют сеть, которая при выходе из строя отдельных элементов способна сохранять или автоматически восстанавливать в короткое время нарушенные связи без серьезных последствий для пользователей. Простейшим примером такой сети является резервирование по схеме 1+1 при соединении «точка-точка» (см. рис. 9.11). В этом случае два пункта соединяются между собой двумя кабелями по географически разнесенным трассам. Каждый сигнал передается одновременно по обеим трассам, а на приемном конце осуществляется автоматический контроль поступающих сигналов и выбор лучшего из них.

Возможности МВВ позволяют организовывать кольцевые самозалечивающиеся сети. Существуют два варианта их построения: однонаправленное и двунаправленное кольцо.

При первом варианте каждый входной поток направляется вокруг кольца в обоих направлениях, а на приемной стороне, как и в схеме 1+1, выбирается лучший сигнал. Для построения кольца используются два волокна. Передача по всем основным путям происходит в одном направлении (например, западном), а по всем резервным – в противоположном (восточном). Деление на основной и резервный пути здесь условно, так как они равноправны. Поэтому такое кольцо называется

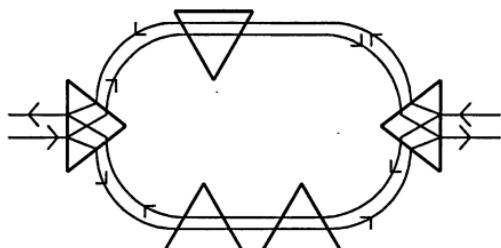


Рис. 9.14. Прохождение сигналов в одностороннем кольце

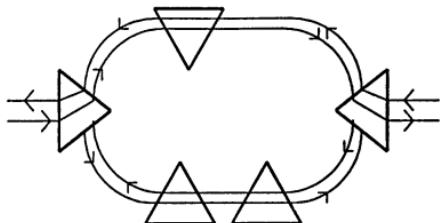


Рис. 9.15. Прохождение сигналов в двунаправленном кольце в нормальном режиме

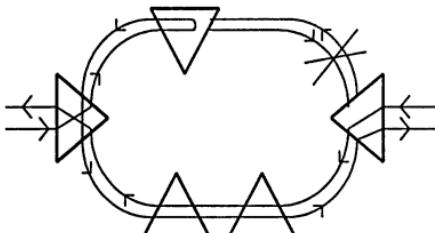


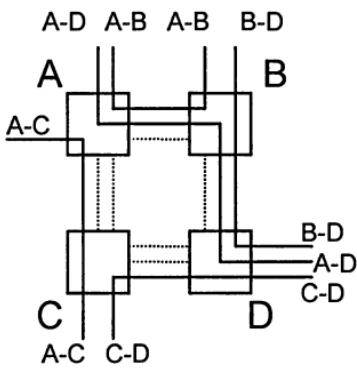
Рис. 9.16. Прохождение сигналов в двунаправленном кольце в аварийном режиме

однонаправленным, с переключением трактов или с закрепленным резервом. Схема прохождения сигналов обоих направлений передачи для одного соединения по основному и резервному путям в таком кольце изображена на рис.9.14.

В двунаправленном кольце с двумя волокнами удвоение сигнала не производится. При нормальной работе каждый входной поток направляется вдоль кольца по кратчайшему пути в любом направлении. При возникновении отказа на обоих концах отказавшего участка посредством МВВ осуществляется переключение всего потока информации, поступавшего на этот участок, в обратном направлении. О таком кольце также говорят, что в нем выполняются переключение секций или защита с совместно используемым резервом.

Примеры двунаправленного кольца приведены на рис.9.15 и рис.9.16. На них показаны схемы прохождения сигналов обоих направлений передачи для одного соединения при нормальном режиме работы (рис.9.15) и в аварийном режиме при отказе одного из участков кольца, перечеркнутого крестом (рис.9.16).

Двунаправленное кольцо в большинстве случаев оказывается более экономичным. Это объясняется тем, что сигналы, передаваемые на различных непересекающихся участках такого кольца, могут использовать одни и те же емкости (как в основном, так и в аварийном режимах работы). В то же время однонаправленное кольцо проще в реализации. Анализ типичных ситуаций показывает, что каждый из двух видов кольцевой архитектуры имеет свою область предпочтительного применения. Однонаправленные кольца больше подходят для центrostремительного трафика. Это типично для сетей доступа, предназначенных для подключения пользователей к ближайшему узлу. Двунаправленные кольца более выгодны при достаточно равномерном распределении трафика, при котором становится заметным их преимущество в пропускной способности. Поэтому их целесообразно применять в соединительных сетях. При обоих вариантах возможно сохранение полной работоспособности сети при любом одиночном отказе.



..... Резервные емкости

Рис. 9.17. Фрагмент сети на основе АОП в нормальном режиме

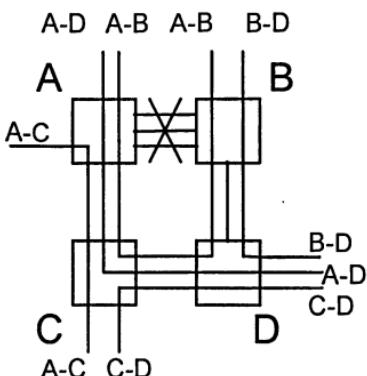


Рис. 9.18. Фрагмент сети на основе АОП в аварийном режиме

Для сети с произвольной структурой, в узлах которой установлена АОП, при возникновении отказов, разрывающих имеющиеся тракты, возможно переключение потоков с использованием резервов пропускной способности работоспособных линий (реконфигурация).

На рис. 9.17 показан пример фрагмента сети при нормальном режиме работы; на рис. 9.18 – тот же фрагмент после реконфигурации, вызванной отказом линии между узлами A и B.

В сетях на основе АОП резервирование может осуществляться с использованием различных маршрутов, число которых тем больше, чем больше связность сети и резервы пропускной способности. Поэтому в таких сетях возможна защита от одновременных отказов нескольких элементов, а не только от одиночных отказов, как в кольцевых сетях.

Процедура реконфигурации сетей на основе АОП может быть централизованной или децентрализованной (распределенной). В первом случае необходим сетевой центр управления, который собирает информацию о состоянии всех элементов сети, при необходимости принимает решение о реконфигурации и рассыпает соответствующие команды на переключение всем АОП. Основное преимущество централизованного метода – простота реализации. Основной недостаток – критичность к отказам центра управления и потере или искажению информации, поступающей в центр, и команд, идущих от центра к АОП.

Полностью распределенные процедуры не требуют наличия подобного центра. В этом случае при возникновении отказов на сети комплекти АОП различных узлов, обмениваясь между собой сообщениями, определяют состояние сети, вырабатывают согласованное решение по реконфигурации и реализуют его. Основной недостаток – гораздо большая сложность распределенных процедур и как следствие – большие временные затраты на их выполнение.

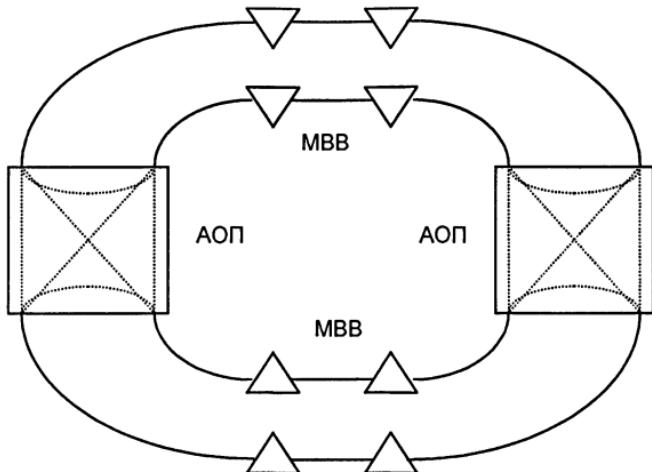


Рис. 9.19. Пример комбинированной сетевой конфигурации

Новый план распределения потоков может выбираться или путем обращения к процедурам поиска в ответ на изменение состояния сети в реальном масштабе времени, или на основании заранее рассчитанных и хранящихся в памяти процессоров центра управления или АОП конфигурационных таблиц.

Описанные основные сетевые конфигурации могут применяться в различных комбинациях. Пример комбинированной структуры показан на рис. 9.19.

Выбор архитектуры сети требует детального анализа, учитывающего, в частности, размеры сети, требования по надежности и живучести, распределение тяготений между узлами и другие факторы.

SDH прочно заняла центральное место в мире телекоммуникационных технологий как основной способ построения опорных транспортных сетей.

9.5. КОДЫ ЛИНИИ

ОСНОВНЫЕ ТИПЫ КОДОВ

Одной из основных технологий, применяемых в системах передачи PDH и SDH, является использование кодов линий.

Двоичные коды строятся с использованием только двух элементов. В литературе встречаются различные условные обозначения символов двоичного кода. Наиболее употребительные из них рекомендованы ITU-T и представлены в табл. 9.7.

Таблица 9.7

x_1	1	+1	+	Z	Mark
x_0	0	-1	-	A	Space

При реализации кодов необходимо представлять их символы в виде элементов дискретного сигнала той или иной формы, удобной для выполнения последующих операций и передачи по линиям связи [11,12].

Формы сигналов не обязательно жестко закрепляются за символами кода. Широко распространены правила относительного кодирования, когда один символ кода отображается чередованием форм сигнала, а другой – повторением форм сигнала. Выбор формы сигнала определяет: энергетический спектр (занимаемую полосу частот), возможности выделения сигналов синхронизации, скорость передачи в расчете на единицу полосы частот (удельную скорость передачи).

Формы цифровых сигналов, предназначенных для передачи по линии связи, получили наименование линейных кодов (ЛК). ЛК применяются для передачи данных без модуляции в первичной полосе частот, начинающейся с нуля. Иначе говоря, кадры цифровых систем передачи, сформированные в соответствии с правилами PDH или SDH и представляющие собой обычные двоичные последовательности, перед подачей в линию связи подвергаются соответствующему преобразованию в линейном кодере.

Рассмотрим основные типы линейных кодов.

Код без возвращения к нулю (Non Return to Zero – NRZ) представляет собой обычную двоичную последовательность. В коде с возвращением к нулю (Return to Zero – RZ) единица передается импульсом вдвое меньшей длительности. Спектры простейших типов кодов обладают следующими недостатками: наличие постоянной составляющей; малая мощность тактовой частоты (частоты синхронизации); возможное наличие длинных последовательностей нулей. Код RZ требует более широкую полосу пропускания, чем NRZ, но имеет меньшее значение постоянной составляющей.

Широкое распространение в системах передачи, предназначенных для работы по кабелям с металлическими проводниками, нашли троичные коды. Их применение основано на возможности разнополярного подключения генератора ЭДС к нагрузке.

Код с чередующейся полярностью импульсов (ЧПИ) (Alternate Mark Inversion – AMI) – биполярный код, представляющий одну из разновидностей троичного кода: нулям соответствует отсутствие импульса, а единицам – попеременно чередующиеся прямоугольные импульсы отрицательной и положительной полярности. Так как постоянная составляющая импульсной последовательности равна нулю, то возможна передача по линиям, содержащим разделительные трансформаторы. Преимуществом данного кода является простота преобразования в двоичный код.

Модифицированные ЧПИ коды строятся следующим образом. В паузу, длина которой превышает n нулей, помещаются балластные сигналы. К модифицируемым ЧПИ принадлежит код высокой плотности следования единиц КВП-3 (High-Density Bipolar – HDB-3), у которого $n=3$.

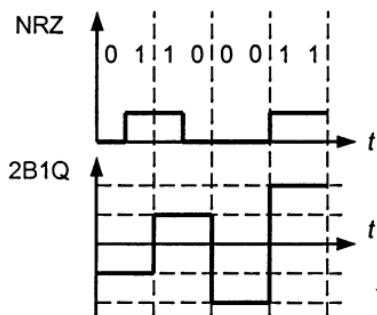


Рис. 9.20. Линейное кодирование 2B1Q

В настоящее время кроме рассмотренных выше линейных кодов существует множество методов передачи информации по физическим линиям. Все их принято объединять в семейство так называемых технологий xDSL (Digital Subscriber Line – цифровая абонентская линия) [3]. По сравнению со стандартными линейными кодами xDSL более эффективно использует возможности физической среды.

Устройства, реализующие технологии xDSL, принято называть xDSL-модемами. Однако этот термин не очень точен. Оборудование xDSL, в отличие от модемов, обеспечивающих передачу данных через телефонные сети, не производит цифро-аналогового и аналогово-цифрового преобразования, а передача ведется только в цифровой форме.

Первенцем семейства xDSL, разработанным в конце 80-х годов компанией Bellcore, стала *высокоскоростная цифровая абонентская линия HDSL* (High bit rate Digital Subscriber Line). Разработка нового метода цифровой передачи была вызвана стремлением телефонных компаний найти более дешевый способ организации цифровых трактов, служащих для выноса абонентской емкости АТС, подключения к транспортным сетям локальных сетей и учрежденческо-производственным телефонным станциям (УПТС).

Благодаря применению метода кодирования 2B1Q (рис. 9.20) и метода эхокомпенсации HDSL-системы позволили увеличить дальность связи без установки регенераторов (по кабелю с диаметром жилы 0,5 мм) до 6 км, т.е. в три раза по сравнению с ранее использовавшимся линейным кодом HDB-3, при сохранении неизменной скорости потока T1/E1. Из-за этого преимущества HDSL снизились не только объемы инвестиций в развитие системы связи, но и расходы на ее обслуживание. HDSL обладает и другими цennыми особенностями:

- за счет адаптивной цифровой обработки сигналов повышается качество их передачи;
- потребление энергии на удаленном конце линии сокращается до такой степени, что становится возможным дистанционное питание оконечного устройства, а при длине линии более 6 км – и регенераторов;
- возможна передача по двум парам многожильного телефонного кабеля (типа ТП, ТПП и пр.) без подбора параметров и симметрирования (естественно, качество кабеля должно соответствовать общепринятым нормам);

- отсутствие потребности в регенераторах на сравнительно больших расстояниях повышает общую надежность системы и ее производительность;
- для HDSL-оборудования не требуется отдельная диагностическая аппаратура;
- передовая схемотехника обеспечивает высокую устойчивость HDSL-линий к различного рода помехам, в том числе переходным; коэффициент ошибок HDSL сопоставим с показателями оптоволоконных линий, что достигается применением сигнальных процессоров и адаптивной обработки сигналов.

Еще одно преимущество HDSL-устройств – слабое электромагнитное влияние на другие пары кабеля. Так, в многожильном кабеле возможно использование до 80 % пар.

ITU-T стандартизировал технологию HDSL (рекомендация G.991.1).

Наряду с линейным кодированием 2B1Q в технологиях xDSL используется амплитудно-фазовая модуляция без несущей (Carrierless Amplitude Phase Modulation – модуляция CAP). Может применяться низкоскоростная модуляция множества (обычно 256) поднесущих, на которые разбивается вся доступная полоса частот. Этот метод носит название DMT (Discrete Multi-Tone). Энергетические спектры линейных сигналов, обеспечиваемые различными технологиями, показаны на рис. 9.21.

Главное внимание в дальнейшей работе по развитию технологии xDSL уделялось сокращению требуемых для передачи пар проводов при сохранении повышенной (по сравнению с ЦСП ИКМ) дальности связи без регенераторов. В середине 90-х годов появились системы SDSL, Single Line Digital Subscriber Line – оборудование цифровой абонентской линии для одной пары проводов. Спецификация SDSL включена в рекомендацию G.991.1 ITU-T.

Технология ADSL (Asymmetric DSL) разрабатывалась в начале 90-х годов. Первоначально планировалось обеспечить с ее помощью предоставление телефонными компаниями услуг видео по запросу VoD. С этой целью перед разработчиками была поставлена

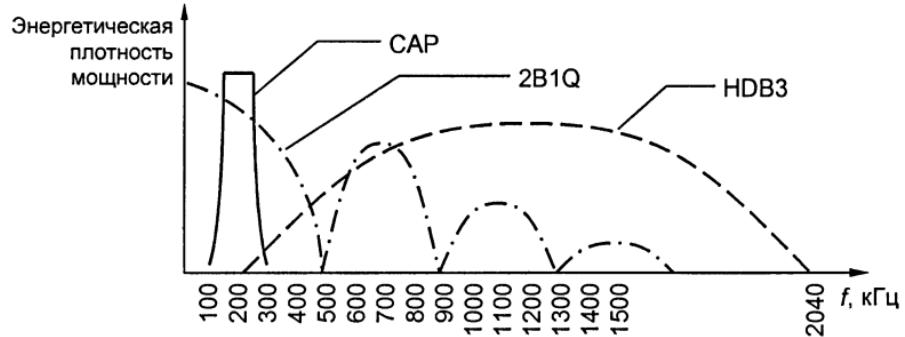


Рис. 9.21. Энергетические спектры линейных сигналов

задача добиться быстродействия в 6 Мбит/с (на такой скорости возможна трансляция видеосигналов в реальном времени). Системы ADSL с самого начала предназначались для потребительского рынка, поэтому они должны были обеспечивать дальность связи на расстоянии до 6 км (85 % абонентских линий имеют длину менее 6 км).

К сожалению, современный уровень развития электроники не дает возможности удовлетворить вышеназванные требования при симметричной передаче (с одинаковой скоростью в двух направлениях). Однако для предоставления услуги видео по запросу не нужно передавать большие объемы данных в восходящем направлении (от пользователя к АТС). По расчетам инженеров для передачи запросов на показ того или иного фильма, а также команд управления трансляцией достаточно иметь скорость передачи 16 кбит/с. В результате первые ADSL-устройства работали в нисходящем направлении со скоростью 6 Мбит/с, а в восходящем – со скоростью 16...64 кбит/с; при этом связь обеспечивалась приблизительно на требуемые 6 км.

Попытки развернуть службы видео по запросу на базе ADSL потерпели коммерческий крах. Наряду с большим количеством выявленных технических проблем отрицательную роль сыграла и значительная цена ADSL-аппаратуры.

Однако, с началом бурного развития сети Internet производители ADSL-оборудования сразу разглядели связанные с этим перспективы и начали разрабатывать ADSL-устройства второго поколения, в первую очередь ориентированные на обслуживание доступа в Internet. Ориентация на удаленный доступ сказалась прежде всего в том, что было снижено быстродействие в нисходящем направлении до 1,5 Мбит/с, но зато поднята скорость в восходящем направлении до 640 кбит/с. Также уменьшилась стоимость продуктов.

В новом поколении ADSL-устройств стали применяться так называемые частотные разделители (POTS splitter). Это дополнительное устройство (фактически, вилка фильтров ФНЧ/ФВЧ) обеспечивает передачу в нижней части спектра сигналов аналоговой телефонии.

Устройства RADSL (Rate Adaptive Digital Subscriber Line), автоматически изменяют скорость обмена данными в зависимости от текущего состояния линии. Разработка таких устройств была обусловлена результатами первых массовых испытаний ADSL. При временных ухудшениях параметров физической среды оборудование с фиксированной скоростью прекращало работать. Были созданы устройства, которые при изменении состояния среды не отключаются, а понижают скорость передачи; при восстановлении прежних параметров они автоматически переходят на максимально

возможную скорость. Кроме того, в устройствах RADSL появилась возможность изменять быстродействие модемов в каждом направлении в зависимости от потребностей пользователя. Например, сначала устанавливается симметричный канал 64 кбит/с. С ростом потребностей возможно постепенно повышать быстродействие канала, сохраняя ранее сделанные инвестиции.

В последнее время практически все ADSL/RADSL-устройства оснащаются портом Ethernet. Это позволяет использовать на АТС и других узлах доступа обычные концентраторы, коммутаторы и маршрутизаторы. Таким образом, перенаправление DSL-трафика в сети ATM, frame relay или на основе каналов T1/E1 не вызывает дополнительных сложностей. На объектах пользователей DSL-модемы легко подключаются к локальной сети. Ряд производителей начал снабжать станционные модемы и DSL-мультиплексоры (DSLAM) интерфейсами ATM, что позволяет напрямую подключать их к ATM-коммутаторам территориально-распределенных сетей.

Консорциум Universal ADSL Working Group (UAWG) предложил стандарт Universal ADSL (UADSL). В соответствии со стандартом абонентское устройство должно стоить менее 300 долл., устанавливаться в качестве платы расширения в ПК пользователя, поддерживать спецификации plug-and-play и обеспечивать постоянное соединение с провайдером услуг. Частотный разделитель должен являться интегрированной частью оборудования, а не отдельным устройством, которое усложняет и удорожает процесс установки DSL-линии и ее эксплуатацию. Максимальная скорость может не превышать 1,5 Мбит/с. Данный стандарт проходит процедуру стандартизации в ITU-T.

Рассмотрим еще несколько технологий семейства xDSL.

IDSL (ISDN DSL). С точки зрения пропускной способности и используемых схем сигнализации IDSL практически не отличается от каналов основного доступа ISDN. На абонентской стороне может использоваться стандартное оборудование ISDN. Главное преимущество – освобождение АТС ISDN от не свойственных ей функций передачи данных.

VDSL (Very-high-rate DSL). Самая быстродействующая из технологий xDSL, поддерживающая скорости передачи в нисходящем направлении до 52 Мбит/с. VDSL считается экономически эффективной альтернативы ВОЛС, хотя неизбежной платой за высокую пропускную способность являются сильные территориальные ограничения: для скорости 51,84 Мбит/с максимальная длина передачи составляет всего 300 м. В качестве потенциальных приложений этой высокоскоростной технологии ее сторонники называют телевидение высокой четкости HDTV, видео по запросу VoD и т.п.

HDSL-2 является развитием исторически первого представителя семейства xDSL – технологии HDSL. В новой технологии предложен более совершенный алгоритм линейного кодирования, состоящий в значительном усложнении кодирующей матрицы. Основное преимущество новой технологии перед стандартным вариантом HDSL заключается в том, что для передачи данных с прежней скоростью (1,544 или 2,048 Мбит/с) и на то же расстояние (максимум 4 км) достаточно одной витой пары. А это означает, что реализация HDSL-2 на «двуухпарных» линиях позволяет удвоить пропускную способность либо заметно увеличить протяженность непрерывных физических соединений. Новые возможности HDSL-2 позволяют надеяться на то, что спектр приложений этой технологии окажется шире, чем у ее предшественника. Помимо традиционных сфер использования каналов T1/E1, в их числе можно назвать высокоскоростной доступ к Internet и видеоконференц-связь. Допустимые скорости передачи находятся в диапазоне от 160 Кбит/с до 2,3 Мбит/с; технология HDSL-2 поддерживает использование пассивных частотных разделителей, а также программирование режима передачи – с настраиваемой или с фиксированной скоростью. По имеющимся оценкам стоимость развертывания линий HDSL-2 практически не будет отличаться от аналогичного показателя для HDSL.

Основным требованием к линейным кодам волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) является использование только двух значащих уровней сигнала в связи с тем, что источник излучения (лазер или светодиод) работает в двух мощностных режимах: наличие или отсутствие излучения. Применение непосредственно кодов NRZ и RZ в ВОСП ограничено. Большее распространение получили коды с корреляционными связями, в частности код CMI или код с поочередной инверсией единиц. В коде CMI нули передаются последовательно сменой нуля и единицы на одном тактовом интервале, а единицы – попаренным последовательным сочетанием двух нулей или двух единиц. В высокоскоростных системах применяется скремблированный сигнал в формате NRZ.

СКРЕМБЛИРОВАНИЕ

Смысл скремблирования состоит в получении последовательности, в которой статистика появления нулей и единиц приближается к случайной, что позволяет удовлетворять требованиям надежного выделения тактовой частоты и постоянной, сосредоточенной в заданной области частот спектральной плотности мощности передаваемого сигнала. Заметим, что скремблирование широко применяется во многих видах систем связи для улучшения статистических свойств сигнала. Обычно скремблирование осуществляется непосредственно перед модуляцией.

Скремблирование (от англ. слова *to scramble* – перемешивать) производится на передающей стороне с помощью устройства – скремблера, реализующего логическую операцию суммирования по модулю 2 исходного и преобразующего псевдослучайного двоичных сигналов. На приемной стороне осуществляется обратная операция – дескремблирование устройством, называемым дескремблером. Дескремблер выделяет из принятой исходной последовательность. Основной частью скремблера является генератор псевдослучайной последовательности (ПСП) в виде линейного n -каскадного регистра с обратными связями, формирующий последовательность максимальной длины $2^n - 1$.

Различают два основных типа скремблирования: самосинхронизирующемся (СС) и с установкой (аддитивное).

Особенностью СС скремблера (рис. 9.22) является то, что он управляет скремблированной последовательностью, т.е. той, которая передается в канал. Поэтому при данном виде скремблирования не требуется специальная установка состояний скремблера и дескремблера; скремблированная последовательность записывается в регистры сдвига скремблера и дескремблера, устанавливая их в идентичное состояние. При потере синхронизма между скремблером и дескремблером время восстановления синхронизма не превышает числа тактов, равного числу ячеек регистра скремблера.

На приемном конце выделение исходной последовательности происходит путем сложения по модулю 2 принятой скремблированной последовательности с ПСП регистра. Например, для схемы рис. 9.22 входная последовательность a_k с помощью скремблера в

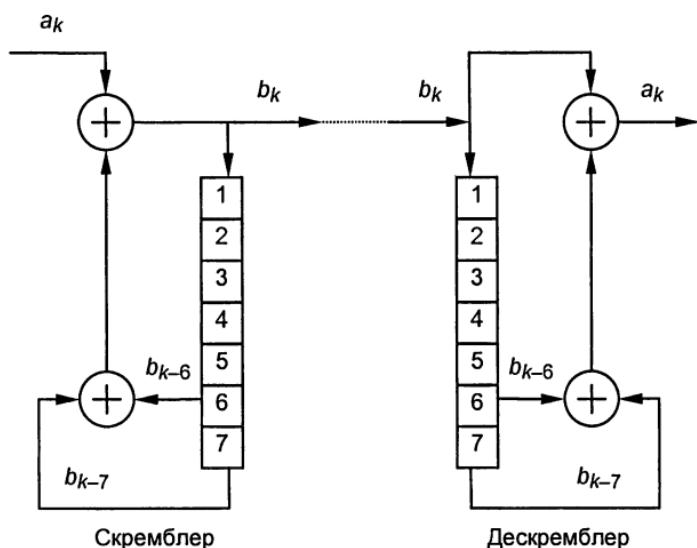


Рис. 9.22. Структурная схема самосинхронизирующихся скремблера и дескремблера

соответствии с соотношением $b_k = a_k \oplus (b_{k-6} \oplus b_{k-7})$ преобразуется в посылаемую двоичную последовательность b_k . В приемнике из этой последовательности таким же регистром сдвига, как на приеме, формируется последовательность $a_k = b_k \oplus (b_{k-6} \oplus b_{k-7})$. Эта последовательность на выходе дескремблера идентична первоначальной последовательности.

Как следует из принципа действия схемы, при одной ошибке в последовательности b_k ошибочными получаются также последующие шестой и седьмой символы (в данном примере). В общем случае влияние ошибочно принятого бита будет сказываться $(a+1)$ раз, где a – число обратных связей. Таким образом, СС скремблер обладает свойством размножения ошибок. Данный недостаток ограничивает число обратных связей в регистре сдвига; практически это число не превышает двух. Второй недостаток СС скремблера связан с возможностью появления на его выходе при определенных условиях так называемых критических ситуаций, когда выходная последовательность приобретает периодический характер с периодом, меньшим длины ПСП. Чтобы предотвратить это, в скремблере и дескремблере согласно рекомендациям ITU-T предусматриваются специальные дополнительные схемы контроля, которые выявляют наличие периодичности элементов на входе и нарушают ее.

Недостатки, присущие СС скремблеру, практически отсутствуют при аддитивном скремблировании (рис. 9.23), однако здесь требуется предварительная идентичная установка состояний регистров скремблера и дескремблера. В скремблере с установкой (АД скремблере), как и в СС скремблере, производится суммирование входного сигнала и ПСП, но результирующий сигнал не поступает

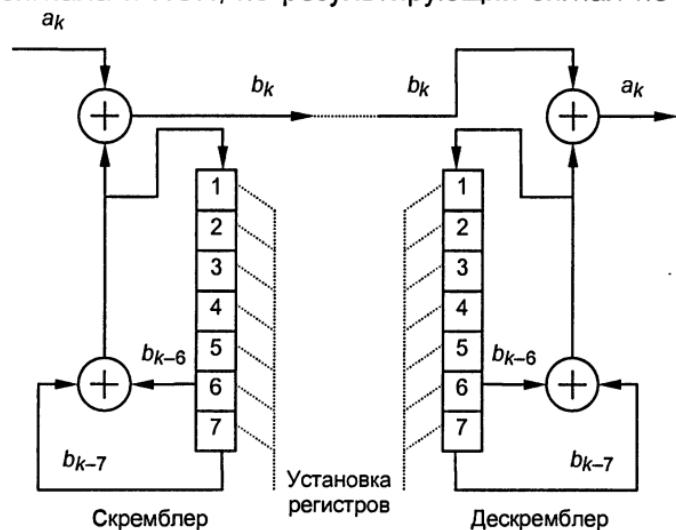


Рис. 9.23. Структурная схема аддитивных скремблера и дескремблера

на вход регистра. В дескремблере скремблированный сигнал также не проходит через регистр сдвига, поэтому размножения ошибок не происходит.

Суммируемые в скремблере последовательности независимы, поэтому их период всегда равен наименьшему общему кратному длительности периодов входной последовательности и ПСП, и критическое состояние отсутствует. Отсутствие эффекта размножения ошибок и необходимости в специальной логике защиты от нежелательных ситуаций делают способ аддитивного скремблирования предпочтительнее, если не учитывать затраты на решение задачи фазирования скремблера и дескремблера. В качестве сигнала установки в ЦСП используют сигнал цикловой синхронизации.

9.6. ИНТЕРФЕЙС G.703

Основным интерфейсом, используемым для взаимного подключения блоков и систем ЦСП, является интерфейс по рекомендации G.703 ITU-T [2]. Рекомендация ITU-T G.703 называется «Физические и электрические характеристики интерфейсов цифровой иерархии».

Формально данный стандарт основан на следующих рекомендациях ITU-T: G.702 «Скорости передачи цифровой иерархии» (PDH); G.704 «Структура синхронных кадров, основанных на первичном (1544 кбит/с) и вторичном (2048 кбит/с) уровнях»; I.430 «Основной интерфейс ISDN сети пользователя – первый уровень спецификации (протокол сигнализации D-канала)».

Интерфейс G.703 предназначен для обслуживания сетей с обеими цифровыми иерархиями: PDH и SDH. Рассмотрим основные физические и электрические характеристики интерфейса, регламентируемые рекомендацией G.703.

Схема взаимодействия аппаратуры. Предусмотрены три схемы взаимодействия аппаратуры:

- *сонаправленный интерфейс (СНИ) (Codirectional Interface):* информационный и синхросигнал передаются от одного терминала к другому, причем терминалы равноправны и симметричны (рис. 9.24);

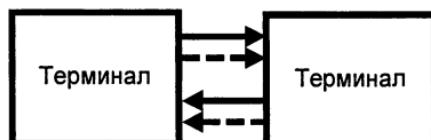


Рис. 9.24. Структура сонаправленного интерфейса

- разнонаправленный интерфейс (РНИ) (Contradirectional Interface): терминалы неравноправны, синхросигнал передается от управляющего к управляемому, информационные сигналы симметричны (рис.9.25);

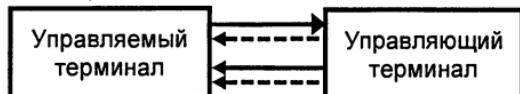


Рис.9.25. Структура разнонаправленного интерфейса

- интерфейс с центральным тактовым генератором (ЦГИ) (Centralized Clock Interface): синхросигналы поступают от центрального тактового генератора, информационные сигналы симметричны (рис.9.26).

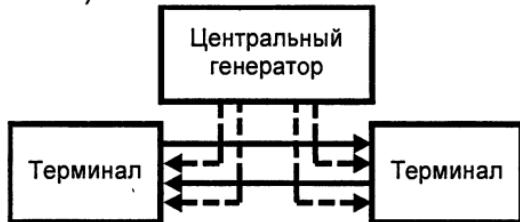


Рис. 9.26. Структура интерфейса с центральным тактовым генератором

Скорость передачи и частота синхронизирующего сигнала.
Данные параметры в основном соответствуют РДН. Синхросигнал может поступать от отдельного источника или формироваться из информационного сигнала. Частота синхросигнала может совпадать со скоростью передачи или может быть в два, четыре или восемь раз меньше. Например, для скорости 64 кбит/с номинальной является тактовая частота 64 кГц, но может применяться и частота 8 кГц.

Тип кода и алгоритм его формирования. Эти параметры зависят от скорости передачи и схемы взаимодействия. Виды используемых кодов:

- AMI (Alternate Mark Inversion Code): двоичный код с изменением полярности сигнала на каждой единице, нуль соответствует отсутствию сигнала;
- B3ZS (Bipolar with 3 Zero Substitution code): биполярный код с подстановкой альтернативных блоков вместо блоков из трех нулей; аналог кода HDB2;
- B8ZS (Bipolar with 8 Zero Substitution Code): биполярный код с подстановкой альтернативных блоков вместо блоков из восьми нулей;
- CMI (Coded Mark Inversion Code): двухуровневый двоичный код без возвращения к нулю с изменением полярности на полный интервал на каждой единице и в середине каждого интервала нуля;
- HDB2/HDB3 (High-Density Bipolar Code of Order 2/3): двухполярный код высокой плотности единиц порядка 2 или 3.

Следует отметить, что указанные типы кодов относятся только к интерфейсу, а не к линии в целом. Если применяются кабели с металлическими проводниками, то коды могут совпадать. Для ВОЛС тип кода заменяют двухуровневым.

Форма (маска) импульса и соответствующие поля допуска. Специфицируются для каждой скорости передачи и схемы взаимодействия.

Тип используемой кабельной пары для каждого направления передачи. Обычно применяются коаксиальные, симметричные кабели (КК, СК) или их сочетание.

Волновое сопротивление.

Максимальное напряжение импульса, уровень сигнала в паузе, длительность импульса.

В табл. 9.8 приведены основные параметры интерфейса для различных скоростей передачи.

Обычно производители цифровых систем передачи ограничиваются частичной реализацией интерфейса G.703. Для скорости 64 кбит/с часто указывается схема взаимодействия аппаратуры. Для сигналов со скоростями $n \times 64$ кбит/с, характерными для ISDN, передаваемых через оборудование европейской PDH при $n=2, \dots, 3, 1$,

Таблица 9.8

Скорость, кбит/с	64	64	64	2048	8448	34368	139264
Схема взаимодействия аппаратуры	СНИ	ЦГИ	РНИ				
Тип кода	Специальный	AMI	AMI	HDB3	HDB3	CMI	AMI
Волновое сопротивление Ом КК СК	120	110	120	75 120	75	75	75
Амплитуда сигнала, В	1	1,1 (3,4 при шуме)	1	2,37(КК), 3,0(СК)	1,02	1	$\pm 0,55$
Амплитуда в паузе, В	0,1	0,1 (0,5 при шуме)	0,1	0,237(КК), 0,3(СК)	0,237	0,1	$\pm 0,05$
Длительность импульса, нс	3900	15600 (данные), 7800 (такт)	15600 (данные), 7800 (такт)	244	59	14,55	3,59

интерфейс G.703 должен иметь те же физические и электрические характеристики, что и интерфейс для скорости 2048 кбит/с.

Аппаратура может не иметь интерфейса G.703. Для этих случаев используются конверторы с наиболее популярных типов интерфейсов: V.24/RS232, V.35, V.36/V.11, X.21/V.11, RS-530.

9.7. ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ И ПЕРСПЕКТИВЫ ИХ РАЗВИТИЯ

Волоконно-оптическими (ВОСП) [8,10] называют системы передачи, использующие в качестве среды распространения сигнала оптическое волокно. Первоначально развитие ВОСП шло в направлении создания оптоэлектронных элементов (источников и приемников оптического излучения) и оборудования данными элементами каналаобразующего оборудования цифровых систем передачи PDH. Совершенствование ЦСП и устройств оптоэлектроники для применения в ЦСП происходило независимо. В качестве примера систем, построенных по такому принципу, можно привести ВОСП отечественного производства: «Соната-2», «Сопка-2» и ИКМ-120-4/5 со скоростью передачи 8 Мбит/с; «Сопка-3», ИКМ-480-5 со скоростью передачи 34 Мбит/с; «Сопка-4М», «Сопка-5» со скоростью передачи 140 Мбит/с. Основным преимуществом ВОСП (наряду с указанными в § 6.3) по сравнению с ЦСП, работающими по кабелю с металлическими проводниками, явилось значительное увеличение длины участка регенерации – (до нескольких десятков километров).

Применение аналоговых систем передачи с ЧРК в ВОСП не нашло практического применения по следующей причине. Обеспечение требуемой помехозащищенности, особенно по допустимым нелинейным переходным помехам, достигалось бы при длинах усилительных участков (3...6 км), соизмеримых с длиной усиительного участка аналоговых систем передачи, предназначенных для работы по кабелю с металлическими проводниками.

Появление синхронной цифровой иерархии (см. § 9.4), специально разработанной для использования преимуществ ОВ, вывело развитие ВОСП на новый уровень. Тем не менее развитие технологии ВОСП продолжается. Рассмотрим основные направления этого развития.

Совершенствование оптоэлектронных элементов и приемо-передающего оборудования. За счет использования чувствительных фотоприемников и когерентных методов приема достигнута длина регенерационного участка более 400 км при применении стандартного одномодового ОВ с коэффициентом затухания 0,22 дБ/км.

Разделение по длине волны. Подавляющее большинство ВОСП использует одно ОВ для передачи излучения одной рабочей длины волны. Существенного увеличения суммарной емкости системы можно достичь передачей в одном волокне излучения нескольких рабочих длин волн. Данная технология называется разделением по длине волны (Wave Division Multiplexing – WDM), и, фактически, представляет собой реализацию на новом технологическом уровне принципа ЧРК. Основной сложностью реализации спектрального уплотнения является создание оптического разветвителя на несколько входов/выходов с малыми потерями (затуханиями) при вводе/выводе оптического излучения.

В качестве примера реализации можно привести систему OLC фирмы Lucent: в третьем окне прозрачности 1,55 мкм (см. рис. 6.9) передаются излучения восьми рабочих длин волн. Каждая оптическая несущая несет цифровой сигнал со скоростью 2,5 Гбит/с (сигнал STM-16) и в результате скорость цифрового потока в одном волокне составляет более 20 Гбит/с. Японскими специалистами предложена система, работающая в том же окне прозрачности, но имеющая 132 оптические несущие, каждая из которых несет цифровой сигнал со скоростью 20 Гбит/с (сигнал STM-64). Скорость цифрового потока в одном волокне составляет более 2640 Гбит/с.

Использование волоконных усилителей. Это позволит существенно увеличить дальность связи (длину участков регенерации). Для реализации волоконных усилителей применяются различные физические принципы. Широко распространены волоконные усилители, выполняемые на основе легированного эрбием ОВ. Данные усилители используют свойства редкоземельного элемента эрбия усиливать оптический сигнал. При введении излучения с длиной волны 980 нм в легированный эрбием отрезок волокна фотоны меняют состояние, и генерируется излучение с длиной волны 1,55 мкм. Это излучение взаимодействует с рабочим излучением на той же длине волны, усиливая его. Высокомощный лазер с длиной волны 980 нм называется лазером накачки. Ввод излучения от лазера накачки в легированный эрбием отрезок волокна осуществляется с помощью специальных оптических разветвителей.

Подобные усилители могут использоваться в ВОСП с WDM. Одновременно усиливаются все спектральные компоненты, в отличие от традиционных систем, в которых каждый оптический сигнал обслуживается отдельным усилителем (регенератором). Длина усилительного участка в подобных системах, например OLC фирмы Lucent, достигает 120 км. Допускается последовательное соединение трех усилительных участков до регенерации сигналов. Таким образом, длина участка регенерации может составлять 360 км.

Список литературы к главе 9

1. 100 лет радио: Сб. статей / Под ред. В.В. Мигулина, А.В. Гороховского. – М.: Радио и связь, 1995. – 384 с.
2. ITU-T Recommendations. Series G.700, G.800 и G.900.
3. Денисьева О.М., Мирошников Д.Г. Средства связи для «последней мили». – М.: Эко-Трендз, 1999. – 140 с.
4. Лагутин В.С. Цифровые иерархии: плезиохронная и синхронная: Учеб. пособие. / В.С. Лагутин, А.Г. Попова, И.В. Степанова. – М.: Информсвязьиздат, 1996. – 30 с.
5. Метрологическое обеспечение систем передачи: Учеб. пособие. / Б.П. Хромой, В.Л. Серебрин, А.Л. Сенявский и др.: Под ред. Б.П. Хромого. – М.: Радио и связь, 1991. – 392с.
6. Многоканальные системы передачи: Учебник. / Н.Н. Баева, В.Н. Гордиенко, С.А. Курицын и др.; Под ред. Н.Н. Баева, В.Н. Гордиенко. – М.: Радио и связь, 1997. – 560 с.
7. Нетес В.А. Построение транспортных сетей на основе Синхронной Цифровой Иерархии // Сети и системы связи. – 1997. – № 4. – С.72–78.
8. Оптические системы передачи: Учебник. / Б.В. Скворцов, В.И. Иванов, В.В. Крахмалев и др. Под ред. В.И. Иванова. – М.: Радио и связь, 1994. – 223 с.
9. Слепов Н.Н. Синхронные цифровые сети SDH: 4-е изд., испр. – М.: Эко-Трендз, 1999. – 148 с.
10. Убайдуллаев Р. Волоконно-оптические сети. – М.: Эко-Трендз, 1998. – 267 с.
11. Цифровые и аналоговые системы передачи: Учебник. / В.И. Иванов, В.Н. Гордиенко, Г.Н. Попов и др.; Под ред. В.И. Иванова. – М.: Радио и связь, 1995. – 232 с.
12. Шарафутдинов Р.М. Линейные тракты цифровых ВОСП: Учеб. пособие. – М., 1992. – 41 с.

Глава 10

СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ

10.1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

В тех случаях, когда возникают трудности прокладки проводных линий связи, используются радиолинии. Принципиальное отличие радиосистем передачи информации заключается в том, что условия распространения радиоволн в радиолинии нестационарны, т.е. подвержены непрерывным изменениям, зависящим от времени и частоты. Однако передача с помощью радиоволн иногда является единственным методом связи (например, связь с подвижными объектами) [1–3, 5].

На ВСС применяются различные системы радиосвязи: радиорелейные прямой видимости и тропосферные, спутниковые, на дециметровых волнах, ионосферные и пр.

Для обеспечения односторонней радиосвязи (рис. 10.1) в пункте, из которого ведется передача сигналов, размещают радиопередающее устройство, содержащее радиопередатчик (РПД) и передающую антенну ($A_{\text{пер}}$), а пункте, в котором ведется прием сигналов – радиоприемное устройство, содержащее приемную антенну ($A_{\text{пр}}$) и радиоприемник (РПМ). Антенны подключаются к приемо-передающему оборудованию при помощи фидерных трактов (Φ).

Для двухстороннего обмена сигналами нужно иметь два комплекта оборудования. Двухсторонняя радиосвязь может быть симплексной или дуплексной. При симплексной радиосвязи передача и прием ведутся поочередно. Радиопередатчики в конечных пунктах в этом случае могут работать на одинаковой частоте, на эту же частоту настроены и радиоприемники. Радиопередатчик включается только на время передачи. При дуплексной радиосвязи передача осуществляется одновременно с приемом. Для связи должны быть выделены две разные частоты для передачи в разных направлениях. Радиопередатчики и радиоприемники абонентов включены в течение всего сеанса связи.

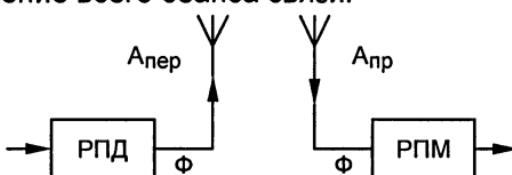


Рис. 10.1. Структура системы радиосвязи

10.2. РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

В функциональном смысле под радиопередающим устройством [12] понимается комплекс оборудования, предназначенный для формирования и излучения радиочастотного сигнала (радиосигнала). В качестве функциональных узлов в состав радиопередатчика входят генератор несущей и модулятор. Как правило, генератор несущей и модулятор строятся по многокаскадной схеме. Кроме того, радиопередающие устройства (особенно мощные) содержат много другого оборудования: источники питания, средства охлаждения, автоматического и дистанционного управления, сигнализации, защиты и блокировки и пр.

Основные показатели радиопередающих устройств условно могут быть разделены на две группы: энергетические и показатели электромагнитной совместимости.

Важнейшими энергетическими показателями радиопередающего устройства являются номинальная мощность и промышленный коэффициент полезного действия. Под *номинальной мощностью* (P) понимают среднее за период радиочастотного колебания значение энергии, подводимой к антенне. Промышленный коэффициент полезного действия (КПД) представляет собой отношение номинальной мощности P к общей $P_{\text{общ}}$, потребляемой от сети переменного тока радиопередающим устройством: $\eta = P/P_{\text{общ}} \cdot 100\%$.

Основными показателями электромагнитной совместимости являются диапазон рабочих частот, нестабильность частоты колебаний и внеполосные излучения.

Диапазоном рабочих частот называют полосу частот, в которой радиопередающее устройство обеспечивает работу в соответствии с требованиями стандарта.

Под *нестабильностью частоты* радиопередатчика понимают отклонение частоты колебаний на его выходе за определенный промежуток времени относительно установленной частоты. Малая нестабильность (высокая стабильность) частоты позволяет ослабить помехи радиоприему.

Внеполосными называют такие излучения, которые расположены вне полосы, отведенной для передачи полезных сообщений. Внеполосные излучения являются источником дополнительных помех радиоприему. При подавлении внеполосных излучений качество передачи сигнала не ухудшается.

По назначению радиопередающие устройства делятся на связные, радиовещательные и телевизионные. По диапазону рабочих частот радиопередающие устройства подразделяются в соответствии с классификацией видов радиоволн. В зависимости от номинальной мощности радиопередающие устройства делятся на маломощные (до 100 Вт), средней мощности (от 100 до 10 000 Вт), мощные (от 10 до 500 кВт) и сверхмощные (свыше 500 кВт).

Специфика эксплуатации позволяет выделить стационарные и подвижные радиопередающие устройства (автомобильные, самолетные, носимые и т.д.).

10.3. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

Радиоприем – это выделение сигналов из радиоизлучения. В том месте, где ведется радиоприем, одновременно существуют радиоизлучения от множества естественных и искусственных источников. Мощность полезного радиосигнала составляет очень малую долю мощности общего радиоизлучения в месте радиоприема. Задача радиоприемного устройства сводится к выделению полезного радиосигнала из множества других сигналов и возможных помех, а также к воспроизведению (восстановлению) передаваемого сообщения [14].

Основными (в смысле универсальности) показателями радиоприемных устройств являются: диапазон рабочих частот, чувствительность, избирательность и помехоустойчивость.

Диапазон рабочих частот определяется диапазоном возможных частот настройки. Другими словами, это область частот настройки, в пределах которой радиоприемное устройство может плавно или скачкообразно перестраиваться с одной частоты на другую.

Чувствительность является мерой способности радиоприемного устройства обеспечивать прием слабых радиосигналов. Количественно оценивается минимальным значением ЭДС сигнала на входе радиоприемного устройства, при котором имеет место требуемое отношение сигнал-шум на выходе при отсутствии внешних помех.

Избирательностью называется свойство радиоприемного устройства, позволяющее отличать полезный радиосигнал от радиопомех по определенным признакам, свойственным радиосигналу. Иначе: это способность радиоприемного устройства выделять нужный радиосигнал из спектра электромагнитных колебаний в месте приема, снижая мешающие радиосигналы. Различают пространственную и частотную избирательности. *Пространственная избирательность* достигается за счет использования антennы, обеспечивающей прием нужных радиосигналов с одного направления и ослабление радиосигналов с других направлений от посторонних источников. *Частотная избирательность* количественно характеризует способность радиоприемного устройства выделять из всех радиочастотных сигналов и радиопомех, действующих на его входе, сигнал, соответствующий частоте настройки радиоприемника.

Помехоустойчивостью радиоприемного устройства называется его способность противодействовать мешающему действию помех. Количественно помехоустойчивость оценивается тем максимальным значением уровня помехи в антенне, при котором еще обеспечивается прием радиосигналов.

Радиоприемные устройства можно классифицировать по различным признакам. Например, по схемным решениям радиоприемные устройства могут быть прямого усиления и супергетеродинные. По назначению можно выделить радиовещательные (обычно называемые радиоприемниками или приемниками), телевизионные (телевизоры), профессиональные, специальные радиоприемные устройства. К профессиональным относятся магистральные радиоприемные устройства декаметрового диапазона, радиорелейных и спутниковых ЛС. Среди радиоприемных устройств специального назначения следует назвать, например, радиолокационные, радионавигационные, самолетные и т.д.

10.4. АНТЕННЫ И ФИДЕРЫ

Антенна [3] представляет собой элемент сопряжения между передающим или приемным оборудованием и средой распространения радиоволн. Антенны, имеющие вид проводов или поверхностей, обеспечивают излучение электромагнитных колебаний при передаче, а при приеме они «собирают» падающую энергию. Антенны, состоящие из проводов небольшого поперечного сечения по сравнению с длиной волны и продольными размерами, называют проволочными. Антенны, излучающие через свой раскрытие – апертуру, называют апертурными. Иногда их называют дифракционными, рефлекторными, зеркальными. Электрические токи таких антенн протекают по проводящим поверхностям, имеющим размеры, соизмеримые с длиной волны или много большие ее.

Сравнивать и оценивать свойства антенн любых типов можно по их параметрам. Самым главным определяющим параметром передающей антенны как нагрузки для генератора или фидера является ее входное сопротивление. Параметром антенны как излучателя электромагнитных волн является коэффициент полезного действия, а также амплитудная характеристика направленности.

Входное сопротивление антенны определяется отношением напряжения высокой частоты на ее зажимах к току питания.

Не вся мощность, подводимая к антенне, излучается в окружающее пространство. Часть ее расходуется не на излучение, а на нагревание как самой антенны, так и находящихся поблизости предметов. Отношение мощности, излученной антенной, к мощности, подводимой к ней, называют коэффициентом полезного действия антенны и выражают в процентах.

Электромагнитные волны излучаются антенной в различных направлениях неравномерно. Антенн, излучающих электромагнитные волны равномерно во все стороны, не существует. Распределение в пространстве напряженности электрического поля, созданного антенной, характеризуется **амплитудной характеристикой направленности**. Она определяется зависимостью амплитуды напряженности создаваемого антенной поля (или пропорциональной ей величины) от направления на точку наблюдения в пространстве. Направление на точку наблюдения определяется азимутальным ϕ и меридиональным θ углами сферической системы координат, как показано на рис. 10.2. При этом амплитуда напряженности электрического поля измеряется на одном и том же (достаточно большом) расстоянии r от антенны. Графическое изображение характеристики направленности называют **диаграммой направленности**.

Пространственная диаграмма направленности изображается в виде поверхности $f(\phi, \theta)$. Построение такой диаграммы неудобно, поэтому на практике обычно строят диаграмму направленности в какой-нибудь одной плоскости, в которой она изображается плоской кривой $f(\phi)$ или $f(\theta)$ в полярной или декартовой системе координат.

На рис. 10.2 в начале координат показана простейшая проволочная антenna – диполь Герца, пространственная диаграмма направленности которой приведена на рис. 10.3, а. Диаграммы направленности в азимутальной и меридиональной плоскостях, построенные в полярной системе координат, представлены на рис. 10.3, б и в.

Помимо рассмотренных основных электрических параметров антенн существует ряд дополнительных специфических параметров – электрических, экономических, конструктивных, эксплуатационных.

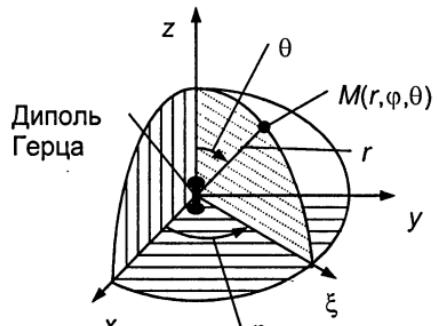


Рис. 10.2. Сферическая система координат

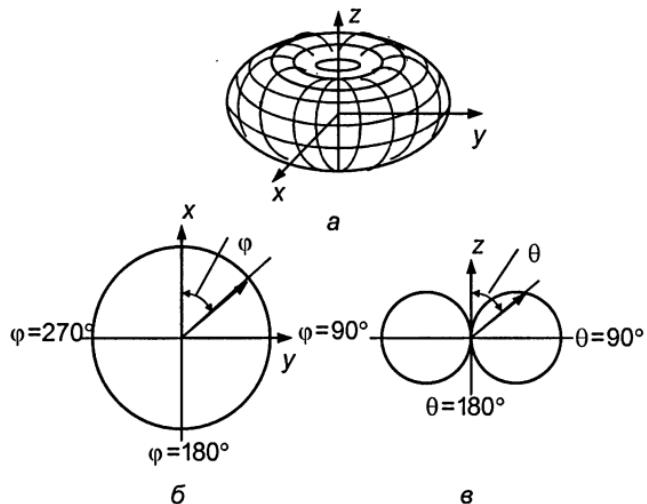


Рис. 10.3. Диаграммы направленности:
а – объемная; б, в – в азимутальной и меридиональной плоскостях

Что касается приемных антенн, то оказывается, что количественно электрические параметры передающих и приемных антенн одни и те же, хотя физическое объяснение дается с точки зрения приема. Приемная антенна имеет такие же значения входного сопротивления, коэффициента полезного действия и такую же диаграмму направленности, какие она имела бы при работе в качестве передающей. Существенным различием в работе передающей и приемной антенн является то, что в передающей антенне используются большие токи и напряжения, а в приемной – очень незначительные.

Особенности передающих антенн для различных диапазонов радиоволн. Километровые и гектометровые радиоволны широко используются для организации сети звукового радиовещания. Передающие антенны, как правило, устанавливаются в центре зон обслуживания, и поэтому должны создавать ненаправленное излучение вдоль поверхности Земли, т.е. иметь диаграмму направленности в горизонтальной плоскости в виде окружности. Таким условиям отвечают антенны-мачты и антенны-башни. Их высота обычно 150...250 м, а некоторые антенны имеют высоту до 350 и даже 500 м.

Для радиосвязи и радиовещания на значительные расстояния (тысячи километров) используются декаметровые радиоволны. Особенности их распространения таковы, что антенны должны сформировывать направленное излучение с максимумом излучения под некоторым углом к поверхности Земли. Самыми распространенными типами передающих антенн, отвечающими этим требованиям, являются проволочные антенны: вибраторные, ромбические и синфазные в виде решетки из вибраторов, возбужденных определенным образом. Простейшая из этих антенн – горизонтальный симметричный вибратор – показана на рис.10.4.

На местных радиолиниях протяженностью 50...100 км также используются в основном декаметровые радиоволны и простые антенны в виде вертикально подвешенного провода (Т- и Г-образные).

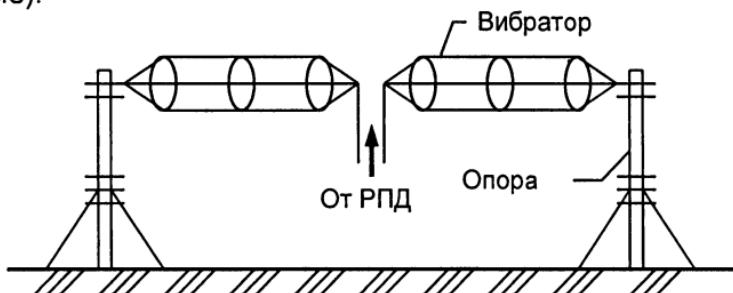


Рис. 10.4. Проволочная антenna – горизонтальный диапазонный вибратор



Рис. 10.5. Диаграмма направленности «игольчатой формы»

Диапазон метровых радиоволн используется главным образом для организации телевизионного и звукового вещания, а также для связи с подвижными объектами в пределах определенной зоны обслуживания. Передающие антенны, как правило, должны создавать ненаправленное излучение в горизонтальной плоскости.

Диапазоны дециметровых, сантиметровых и более коротких радиоволн применяются для организации радиорелейной связи. Антенны, устанавливаемые на радиорелейных линиях, должны обладать высокой направленностью, их диаграммы направленности должны иметь «игольчатую форму» (рис. 10.5). Наиболее распространены апертурные (зеркальные) антенны. Схема простейшей из них – параболической антенны – приведена на рис. 10.6.

Особенность распространения метровых, дециметровых, сантиметровых и более коротких радиоволн такова, что антенны необходимо размещать на специальных опорах высотой десятки и даже сотни метров.

Особенности приемных антенн для различных диапазонов радиоволн. Антенна – устройство обратимое. Если антенна хорошо излучает радиоволны, то она хорошо их и принимает. Форма диаграммы направленности антенны не зависит от того, работает она на передачу или на прием. Содержание понятия «диаграмма направленности» для приемной антенны несколько отличается от приведенного выше для передающей антенны. Это график зависимости напряжения на входе радиоприемника от направления прихода принимаемой электромагнитной волны.

В качестве приемных антенн в километровом и гектометровом диапазонах используются рамочные антенны. В декаметровом диапазоне наиболее распространена антенна «бегущая волна». Антенна «волновой канал» является типичной для диапазона метровых волн, в частности для приема телевизионных сигналов. В

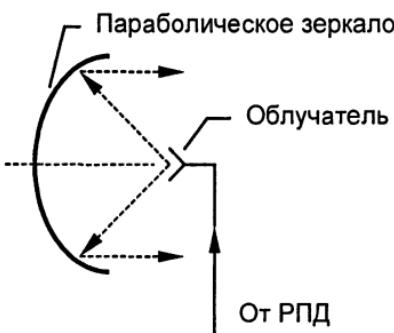


Рис. 10.6. Схема построения однозеркальной параболической антенны

диапазоне дециметровых и сантиметровых волн антенны являются обычно приемопередающими. Характерная схема одной из таких антенн показана на рис.10.6.

Электрическая цепь и вспомогательные устройства, с помощью которых энергия радиочастотного сигнала подводится от радиопередатчика к антенне или от антенны к радиоприемнику, называется фидером. Передающие антенны, используемые в километровом и гектометровом диапазонах радиоволн, соединяются с радиопередатчиком с помощью многопроводных коаксиальных фидеров. В декаметровом диапазоне фидеры обычно выполняются в виде проволочных двух- или четырехпроводных линий. К антеннам метровых радиоволн энергия, как правило подводится с помощью коаксиального кабеля. На более коротких волнах, в частности в сантиметровом диапазоне, фидер выполняется в виде полой металлической трубы – волновода прямоугольного, эллиптического или круглого сечения.

В связи с наблюдающейся тенденцией увеличения мощности передающих радиостанций, работающих в диапазонах километровых, гектометровых и декаметровых радиоволн, очень важными представляются вопросы конструирования антенн и фидеров с повышенной электрической прочностью, способных работать со сверхмощными радиопередатчиками.

Для радиоприема на декаметровых волнах перспективным представляется создание устройств, позволяющих управлять диаграммой направленности приемных антенн в соответствии с изменением направления угла прихода радиоволны. Следует ожидать, что в дальнейшем антенны с электрически управляемыми характеристиками займут доминирующее положение во многих областях антенной техники. Антенны радиорелейных линий совершаются в части увеличения концентрации энергии в главном направлении и снижения излучения в направлениях, не совпадающих с главным.

10.5. РАДИОРЕЛЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

Радиосистема передачи, в которой сигналы электросвязи передаются с помощью наземных ретрансляционных станций, называется *радиорелайной системой передачи* (рис.10.7).

На частотах ОВЧ- и СВЧ-диапазона, используемых в радиорелайных системах передачи, надежная связь с низким уровнем помех может быть получена только в условиях прямой видимости между антennами, излучающими радиоволны. Расстояние между антennами радиорелайных систем зависит от структуры земной поверхности и высоты антenn над ней. Типичные расстояния составляют 40...50 км при высотах башен и мачт, на которых устанавливаются антennы, около 100 м. Ограничность расстояния

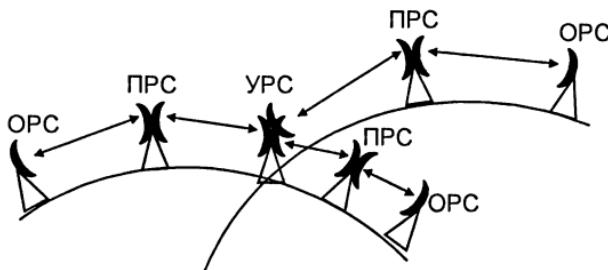


Рис. 10.7. Построение радиорелейной связи:

OPC – оконечная радиостанция; PRC – промежуточная радиостанция;
URC – узловая радиостанция

прямой видимости не следует рассматривать как недостаток. Именно за счет невозможности свободного распространения радиоволн на большие расстояния устраняются взаимные помехи между радиорелейными системами передачи внутри одной страны и разных стран. Кроме того, в указанных диапазонах практически отсутствуют атмосферные и промышленные помехи.

Антенны могут работать в режиме передачи и приема для одновременной передачи в противоположных направлениях с использованием двух частот: f_1 и f_2 . При этом если станция передает сигнал на частоте f_1 и принимает на частоте f_2 , то соседние с ней станции передают на частоте f_2 , а принимают на частоте f_1 . Эта пара частот, соответствующая двухчастотному плану частот ITU-R, образует радиочастотный ствол.

Аналоговые радиорелейные системы предназначены в основном для передачи многоканальных телефонных сигналов в аналоговой форме и данных с низкой и средней скоростью по каналам ТЧ, а также сигналов телевидения. Цифровые радиорелейные системы используются для организации цифровых трактов передачи сигналов со скоростями от 2 до 155 Мбит/с.

Большинство станций радиорелейных систем являются промежуточными радиостанциями, играющими роль активных ретрансляторов. На всех станциях целесообразно иметь однотипную, унифицированную приемопередающую аппаратуру (ППА), удовлетворяющую требованиям заданного частотного плана. Перспективным вариантом построения ППА является вариант с усилением на СВЧ и преобразованием частоты. Недостатком подобной схемы является необходимость обработки сигнала на СВЧ. Наиболее часто используются ППА, в которой обработка сигналов производится на промежуточной частоте, номинальное значение которой выбирается в соответствии с рекомендациями ITU-R и обычно составляет 70 МГц. Применение промежуточной частоты для обработки сигнала позволяет унифицировать аппаратуру усиления сигнала, а также ввода и вывода информационных сигналов на промежуточных, узловых и оконечных станциях.

Значения основных параметров радиорелейных систем передачи приведены в табл. 10.1 и табл. 10.2.

Таблица 10.1

Параметр	Значения параметров аналоговых радиорелейных систем передачи							
	КУРС-4М	КУРС-6	Радуга-4	Радуга-6	Электроника-связь-6-1	КУРС-2М-2	КУРС-8	КУРС-8-ОУ
Диапазон частот, Гц	3,4...3,9	5,67...6,17	3,4...3,9	5,67...6,17	5,67...6,17	1,7...2,1	7,9...8,4	7,9...8,4
Число каналов ТЧ в телефонном стволе	1020	1320	1920	1920	1020/1920	720	300	300
Мощность передатчика, Вт	1	7,5	0,5; 2; 4	1; 3	1; 3	0,4	0,3	0,4
Коэффициент шума приемника	2,8	10	2,8	2,8	2,8	4,5	10	
Число дуплексных стволов	8	8	8	8	8	4	4	4
Первичная сеть						Магистральная	Внутризоновая	

Таблица 10.2

Значения параметров цифровых радиорелейных систем передачи							
Параметр	Радан	Пихта-2	Электроника-М	Электроника-связь	Электроника-изотоп	КУРС-8-02	Ракита-8
Диапазон частот, ГГц	10,7..11,7	1,7..2,1	10,7..11,7	10,7..11,7	1,7..2,1	7,9..8,4	7,9..8,4
Число каналов ТЧ в телефонном стволе	15	30	120	120	120	120	480
Тип цифровой системы передачи	ИКМ-15	ИКМ-30	ИКМ-120	ИКМ-120	ИКМ-120	ИКМ-480	ИКМ-30 ИКМ-120
Метод модуляции несущей СВЧ	ЧМ	2-ОФМ	АМ	ОФМ	ЧМ	4-ОФМ	ЧМ
Первичная сеть	Местная	Местная	Внутризоновая				Магистральная Местная. Внутри- зоновая

10.6. ТРОПОСФЕРНЫЕ РАДИОРЕЛЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

Тропосфера – нижняя часть атмосферы Земли (см. § 6.5). В тропосфере всегда есть локальные объемные неоднородности, вызванные различными физическими процессами, происходящими в ней. Волны диапазона 0,3...5 ГГц способны рассеиваться этими неоднородностями. Механизм образования тропосферных радиоволн условно показан на рис. 10.8.

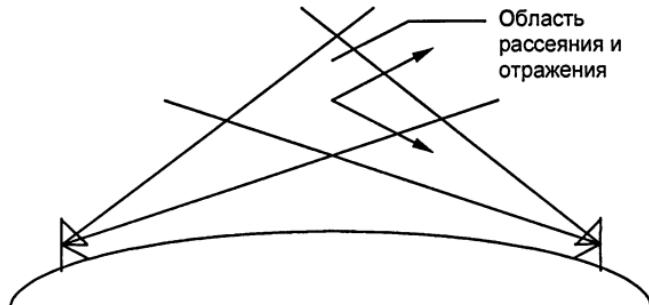


Рис. 10.8. Иллюстрация тропосферной радиосвязи

Учитывая, что неоднородности находятся на значительной высоте, нетрудно представить, что рассеянные ими радиоволны могут распространяться на сотни километров. Это дает возможность разнести станции на расстояние 200...400 км друг от друга, что значительно больше расстояния прямой видимости.

Линии на основе тропосферных радиорелейных систем передачи строятся, как правило, в труднодоступных и удаленных районах.

Значительные расстояния между станциями, безусловно, выгодны при организации протяженных линий, поскольку требуется меньшее число станций. Однако за счет глубоких замираний из-за неустойчивости пространственно-временной структуры тропосферы и крайне малой мощности радиосигнала в точке приема организация хорошего качества связи и значительного количества каналов затруднена.

В табл. 10.3 приведены параметры отечественных тропосферных радиорелейных систем передачи.

Таблица 10.3

Тип аппаратуры	Диапазон частот, ГГц	Среднее расстояние между станциями, км	Число каналов ТЧ
Горизонт-М	0,8...1	300	60
TP-120	0,8...1	300	120
ДТР-12	0,8...1	600	12

10.7. СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ НА ДЕКАМЕТРОВЫХ ВОЛНАХ

Радиосистема передачи, в которой используется отражение декаметровых волн от ионосферы, называется ионосферной системой передачи на декаметровых волнах.

В ионосфере (см. § 6.5) происходит, строго говоря, не отражение радиоволны, а поворот ее траектории из-за неоднородности диэлектрических свойств вертикального профиля ионосферы. Траектория распространения радиоволн от одной точки на поверхности Земли к другой с одним отражением от ионосферы называется *ионосферным скачком*. Расстояние между пунктами приема и передачи, измеренное вдоль поверхности Земли, составляет около 2000 км. Траектория распространения радиоволн может быть образована несколькими ионосферными скачками. Условия распространения радиоволн, а следовательно, и качество радиосвязи зависят от состояния ионосферы, определяемого временем года, суток и циклом солнечной активности.

Ионосферные системы передачи на декаметровых волнах не позволяют организовать большого числа каналов, и обычно количество каналов не превышает одного – двух телефонных или нескольких телеграфных.

10.8. СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИЕ ИОНОСФЕРНОЕ РАССЕЯНИЕ РАДИОВОЛН И ОТРАЖЕНИЕ ОТ СЛЕДОВ МЕТЕОРОВ

Радиосистема передачи, в которой используется рассеяние метровых волн на неоднородностях ионосферы, называется ионосферной системой передачи на метровых волнах. Образование ионосферных волн в метровом диапазоне во многом сходно с образованием тропосферных волн. Разница заключается в том, что рассеяние происходит не в тропосфере, а в ионосфере на высоте 75...95 км. Предельная дальность связи в этом случае 2000...3000 км, наиболее подходящие частоты 40...70 МГц. При ионосферном рассеянии в пункт приема приходит только ничтожная часть излучаемой энергии, что вынуждает использовать мощные радиопередатчики и большие по размеру антенны. Такие системы позволяют организовать с удовлетворительным качеством до трех телефонных каналов.

В атмосферу Земли непрерывно проникают потоки мелких космических частиц – метеоров. Большинство из них сгорает на высоте 80...120 км, образуя ионизированные следы. Протяженность следа 10...25 км, а время существования от 5 мс до 20 с. Радиосистемы, использующие отражения от следов метеоров, работают в диапазоне 30...70 МГц. Время прохождения радиосигналов при метеорной связи составляет только 2...4 ч в сутки.

Обычно с помощью этих радиосистем организуется передача телеграфных сигналов, причем таких, для которых задержка в передаче не играет существенной роли. Метеорные системы передачи применяются для дублирования ионосферных систем на дециметровых волнах в полярных широтах, для связи в метеорологической службе и некоторых других целей.

10.9. СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

23 апреля 1965 г. был запущен на высокую эллиптическую орбиту первый отечественный спутник связи «Молния-1», который ознаменовал становление в нашей стране спутниковой радиосвязи. Почти одновременно в США был запущен на геостационарную орбиту первый спутник коммерческой связи Intelsat-1. Таким образом, была реализована заманчивая идея резкого увеличения дальности радиосвязи благодаря размещению ретранслятора высоко над поверхностью Земли, что позволило обеспечить одновременную радиовидимость расположенных в разных точках обширной территории радиостанций. Преимуществами систем спутниковой связи (СС) являются большая пропускная способность, глобальность действия и высокое качество связи [1, 4, 9, 10, 16].

Конфигурация систем СС зависит от типа искусственного спутника Земли (ИСЗ), вида связи и параметров земных станций. Для построения систем СС используются в основном три разновидности ИСЗ (рис. 10.9): на высокой эллиптической орбите (ВЭО), геостационарной орбите (ГСО) и низковысотной орбите (НВО). Каждый тип ИСЗ имеет свои преимущества и недостатки.

Примером ИСЗ с ВЭО могут служить отечественные спутники типа «Молния» с периодом обращения 12 ч, наклонением 63°, высотой апогея над северным полушарием 40 тыс. километров. Движение ИСЗ в области апогея замедляется, при этом длительность

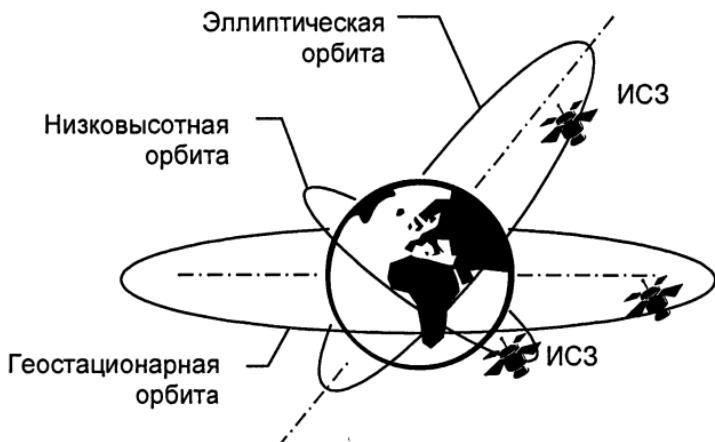


Рис. 10.9. Виды орбит ИСЗ

радиовидимости составляет 6...8 ч. Преимуществом данного типа ИСЗ является большой размер зоны обслуживания при охвате большей части северного полушария. Недостатком ВЭО является необходимость слежения антенн за медленно дрейфующим спутником и их переориентирования с заходящего спутника на восходящий.

Уникальной орбитой является ГСО – круговая орбита с периодом обращения ИСЗ 24 ч, расположенная в плоскости экватора на высоте 35875 км от поверхности Земли. Орбита синхронна с вращением Земли, поэтому спутник оказывается неподвижным относительно земной поверхности. Достоинства ГСО: зона обслуживания составляет около трети земной поверхности, трех спутников достаточно для почти глобальной связи, антенны земных станций практически не требуют систем слежения. Однако в северных широтах спутник виден под малыми углами к горизонту и вовсе не виден в приполярных областях.

Низковысотные ИСЗ запускаются на круговые орбиты, плоскость которых наклонена к плоскости экватора (полярные и квазиполярные орбиты). Высота орбиты составляет 200...2000 км над поверхностью Земли. Запуск легкого ИСЗ на низкую орбиту может быть осуществлен с помощью недорогих пусковых установок. Однако скорость перемещения ИСЗ относительно поверхности Земли достаточно велика, в результате длительность сеанса от восхода спутника до его захода не превышает несколько десятков минут.

Диапазоны рабочих частот систем СС регламентированы ITU-R, различны для участков Земля – ИСЗ и ИСЗ – Земля и лежат в пределах 2...40 ГГц.

Для систем СС существуют некоторые особенности передачи сигналов.

- Запаздывание сигналов (для геостационарной орбиты около 250 мс), одна из причин появления эхосигналов при телефонных переговорах.
- Эффект Доплера – изменение частоты сигнала, принимаемого с движущегося источника. Для скоростей много меньших скорости света ($v_r/c \ll 1$) изменение частоты составляет $f = f_0/(1 \pm v_r/c)$. Наиболее сильно эффект Доплера проявляется для ИСЗ, использующих негеостационарные орбиты.

В зависимости от назначения системы СС и типа земных станций регламентом МСЭ различаются следующие службы:

- фиксированная спутниковая служба для связи между станциями, расположенными в определенных фиксированных пунктах, а также распределения телевизионных программ;
- подвижная спутниковая служба для связи между подвижными станциями, размещаемыми на транспортных средствах (автомобилях, самолетах, морских судах, автомобилях и пр.);

- радиовещательная спутниковая служба для непосредственной передачи радио- и телевизионных программ на терминалы, находящиеся у абонентов.

Фиксированная спутниковая служба (ФСС). На начальном этапе ФСС развивалась в направлении создания систем магистральной связи с применением крупных земных станций с диаметрами зеркала антенн порядка 12...30 м. В настоящее время функционирует около 50 систем ФСС. В качестве примеров можно отметить отечественные системы СС «Молния-3», «Радуга», «Горизонт» и международные системы Intelsat и Eutelsat. Развитие ФСС идет по направлениям увеличения срока службы ИСЗ, повышения точности удержания ИСЗ на орбите, разработки и совершенствования многолучевых антенн, а также возможности работы на антенны земных станций малого диаметра (1,2...2,4 м) (системы VSAT).

Подвижная спутниковая служба (ПСС). В силу международного характера работы транспорта для его управления создаются международные системы глобальной спутниковой связи, например система морской спутниковой связи Inmarsat, которая введена в действие в 1982 г. Она содержит геостационарные спутники, расположенные над Атлантическим, Индийским и Тихим океанами; береговые станции, установленные на различных континентах; разветвленную сеть судовых станций различных стандартов. В настоящее время системой Inmarsat пользуется около 15 тыс. судов. В рамках организации Inmarsat решается проблема создания системы авиационной спутниковой связи.

Успехи в космических технологиях последних лет, а также достижения в микроэлектронике, появление эффективных алгоритмов параметрического коммандирования речевых сигналов (см. § 8.7), разработка лазерных линий межспутниковой связи вызвали большой интерес к использованию легких низколетящих ИСЗ для ПСС. Поддержание большой (десятка аппаратов) группировки ИСЗ на НВО для обеспечения непрерывности связи оказывается экономически целесообразно, во-первых, ввиду упоминавшейся выше относительно малой стоимости вывода спутника на НВО и, во-вторых, в связи с возможностью создания систем с малогабаритными абонентскими станциями, имеющими изотропные антенны.

Различают два типа СС с НВО. В наиболее простых из них пакеты информации передаются через ИСЗ-ретранслятор непосредственно или с задержкой на время пролета по трассе. Второй тип систем обеспечивает непрерывную связь. Зоны радиовидимости отдельных ИСЗ объединяются в единое информационное пространство. Примером такой системы служит международный проект Iridium, возглавляемый фирмой Motorola. Система базируется на 66 легких (масса 689 кг) ИСЗ, равномерно размещенных на шести орбитах.

ти полярных орбитах (по 11 ИСЗ на каждой орбите) высотой 780 км, плоскости которых разнесены на 30° , но совпадают по фазам движения. Каждый ИСЗ связан с четырьмя соседними. Ретранслятор работает на многолучевую antennу с 48 лучами, что позволяет организовать в системе 2100 активных лучей одновременно, т.е. создать сотовую зону обслуживания на всей поверхности Земли. В системе принят многостанционный доступ с частотно-временным разделением каналов, для межспутниковых линий и станций со-пряжения предусматривается диапазон частот Ка 19...29 ГГц, для абонентских линий «Земля-ИСЗ» и «ИСЗ-Земля» – использование двух полос в диапазоне частот L 1610...1626,5 МГц. Система Iridium была рассчитана на обслуживание до 1,5 млн абонентов. Коммерческая эксплуатация системы началась в 1998 г. В системе применяются двухрежимные абонентские терминалы: режим Iridium и режим одного из стандартов сотовой подвижной связи (например, GSM). При нахождении абонента в зоне обслуживания системы сотовой связи он обслуживается данной системой. Когда абонент покидает зону обслуживания системы сотовой связи, автоматически происходит его переключение на обслуживание системой СС Iridium. Однако эта система не имела коммерческого успеха, и ее существование остается под вопросом.

Радиовещательная спутниковая служба (РПС). РПС реализует одно из основных направлений развития телекоммуникаций – персонализацию, т.е. телевизионные программы принимаются непосредственно на индивидуальные приемники абонентов. ITU-R утвердил международный план спутникового ТВ вещания в диапазоне 12 ГГц (HTB-12). В планах зафиксированы точки стояния ИСЗ на ГСО, номера частотных каналов, параметры бортовой передающей аппаратуры. Для спутников бывшего СССР выделены пять точек стояния: 23° , 44° , 74° , 110° и 140° восточной долготы. Следует отметить, что из-за исторически сложившегося развития технических средств для непосредственного телевидения применяется также диапазон 11 ГГц, выделенный для ФСС. Для HTB-12 используется более 100 спутников, среди которых TV-SAT-1, TV-SAT-2, TDF-1, TDF-2, TELE-X и др.

Для широкого внедрения HTB требуются многопрограммные спутники с несколькими десятками программ с тем, чтобы, приобретая сравнительно дорогое приемное оборудование абонент (зритель), мог бы значительно расширить свой телевизионный выбор. В этой связи актуальны работы в области цифрового сжатия телевизионных изображений, позволяющего передавать в одном частотном стволе до 6...10 программ одновременно.

Продолжается развитие систем и технологий вывода ИСЗ на орбиту. Очень интересным является международный проект с российским участием «Морской старт» (Sea Launch). Запуск осуществляется

ляется с подвижной морской платформы, транспортирующей ракету-носитель к экватору. При запуске используется скорость вращения Земли вокруг своей оси, т.е. вывод ИСЗ упрощается: при тех же параметрах ракеты-носителя возможен вывод большего количества груза и т.д.

Список литературы к главе 10

1. 100 лет радио: Сб. статей / Под ред. В.В. Микулина, А.В. Гороховского. – М.: Радио и связь, 1995. – 384 с.
2. ITU-R Recommendations. Series BO, IS, F, M, P, S, SA, SF, SM, SN6, TF, V.
3. Антенно-фидерные устройства систем сухопутной подвижной радиосвязи / А.Л. Бузов, Л.С. Казанский, В.А. Романов, Ю.М. Сподобаев; Под ред. А.Л. Бузова. – М.: Радио и связь, 1997. – 150 с.
4. Кантор Л.Я., Тимофеев В.В. Спутниковая связь и проблема геостационарной орбиты. – М.: Радио и связь, 1988. – 167 с.
5. Концепция развития связи Российской Федерации / В.Б. Булгак, Л.Е. Варакин, Ю.К. Ивашкевич и др.; Под ред. В.Б. Булгака, Л.Е. Варакина. – М.: Радио и связь, 1995. – 224 с.
6. Корпоративные системы спутниковой и КВ связи / Под ред. А.А. Смирнова. – М.: Эко-Трендз, 1998. – 134 с.
7. Мирошников Д.Г. Решения беспроводного доступа. Серия изданий «Связь и бизнес». – М.: ООО «Мобильные коммуникации», 1999. – 60 с.
8. Многоканальная связь и РРЛ: Учебник. / Н.Н. Баева, И.К. Бобровская, В.А. Брескин, Е.Л. Федорова. – М.: Радио и связь, 1984. – 216 с.
9. Невдяев Л.М., Смирнов А.А. Персональная спутниковая связь. – М.: Эко-Трендз, 1998. – 215 с.
10. Невдяев Л.М. Мобильная спутниковая связь: Справочник. – М.: МЦНТИ, 1998. – 155 с. (Сер. изданий «Связь и бизнес»).
11. Обеспечение надежности систем радиосвязи / А.И. Раков, В.К. Аширов, В.Б. Витевский. – М: Радио и связь, 1994. – 215 с.
12. Радиопередающие устройства: Учеб. для вузов. / В.В. Шахгильдян, В.Б. Козырев, А.А. Ляховкин и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1996. – 559 с.
13. Радиорелейные и спутниковые системы передачи: Учебник для вузов. / А.С. Немировский, О.С. Данилович, Ю.И. Маримонт и др.; Под ред. А.С. Немировского. – М.: Радио и связь, 1986. – 392 с.
14. Радиотехнические системы передачи информации: Учеб. пособие для вузов. / В.А. Борисов и др.; Под ред. В.В. Калмыкова. – М.: Радио и связь, 1990. – 302 с.
15. Регламент радиосвязи Российской Федерации / Гос. комис. по радиочастотам при Госкомсвязи Рос. Федерации. Вып.1. – 1999. – 340 с. .
16. Спутниковая связь и вещание: Справочник. – 3-е изд., перераб. и доп. / В.А. Бартнев, Г.В. Болтов, В.Л. Быков и др.; Под ред. Л.Я. Кантора. – М.: Радио и связь, 1997. – 528 с.
17. Телевидение и радиовещание: Словарь терминов. / В.А. Хлебородов, П.П. Олефиренко; Под ред. М.И. Кривошеева. – Жуковский: Эра, 1999. – 231 с.
18. Электросвязь. Введение в специальность: Учеб. пособие для вузов. / В.Г. Дурнев, А.Ф. Зелевич, Б.И. Крук и др. – М.: Радио и связь, 1988. – 240 с.

Глава 11

СИСТЕМЫ ТЕЛЕФОННОЙ СВЯЗИ И АВТОМАТИЧЕСКАЯ КОММУТАЦИЯ

11.1. НУМЕРАЦИЯ АБОНЕНТСКИХ ЛИНИЙ

Телефонная связь [1,2], являясь наиболее доступным, удобным и массовым видом электросвязи, позволяет вести переговоры людям, находящимся друг от друга практически на любых расстояниях, с помощью сравнительно простых и дешевых систем, реализующих этот вид связи. Именно поэтому современные телефонные сети значительно крупнее и разветвленнее сетей других видов электросвязи.

Сеть телефонной связи нашей страны – Общегосударственная автоматически коммутируемая телефонная сеть (ОАКТС) – является составной частью Взаимоувязанной сети связи и содержит десятки миллионов телефонных аппаратов.

Единая система нумерации обеспечивает возможность установления соединения между любыми двумя абонентами ОАКТС. На ОАКТС принят зоновый принцип нумерации. Территория бывшего СССР разбита на 171 зону. Обычно территория зоны телефонной нумерации совпадает с территорией области (края и т.п.). Каждой зоне присвоен свой код (ABC). Например, код Москвы – 095, Санкт-Петербурга – 812. В пределах каждой зоны вводится единая 7-значная нумерация, причем каждой 100-тысячной группе номеров присвоен двузначный код (ab).

Для осуществления междугородной телефонной связи между абонентами разных зонзывающий абонент должен набрать 10-значный номер вызываемого абонента: ABCabxxxxx. При установлении связи внутри зоны используется 7 цифр этого номера, которые называются 7-значным зоновым номером абонента. В качестве знака «а» не могут использоваться цифры 8 и 0 (8 – индекс выхода на междугородную сеть, 0 – на узел спецслужб с сокращенной нумерацией). Емкость зоновой нумерации составляет 80 кодов ab, т.е. 80 100-тысячных групп или 8 млн абонентских номеров.

Для городских телефонных сетей (ГТС) в зависимости от их емкости и перспектив развития из общей зоновой нумерации выделяется одна, две и более 100-тысячных групп. Для осуществления

соединений в пределах ГТС устанавливается местная 5-, 6- или 7-значная нумерация. Основной единицей емкости ГТС является АТС на 10 тыс. номеров, поэтому местный абонентский номер образуется из 4-значного номера в пределах 10-тысячной группы с добавлением станционного кода. Например, axxxx, abxxxx, abcxxxx. В качестве знака «а» не могут использоваться цифры 0 или 8. Знаки «а» 6-значного и «ab» 7-значного местного номера должны совпадать с кодами 100-тысячных групп нумерации, выделенных для данной ГТС. При наличии на ГТС учрежденческо-производственных телефонных станций (УПТС) для сокращенной нумерации в пределах УПТС из состава нумерации ближайшей (опорной) районной АТС (РАТС) выделяется группа номеров, кратная 100.

Для сельских телефонных сетей в составе зоновой нумерации выделяется одна 100-тысячная группа. На СТС применяются открытая (9 – цифра выхода на вышестоящую станцию) и закрытая нумерация.

Междугородный вызов абонента ГТС осуществляется следующим образом. Набор индекса выхода на междугородную сеть 8; готовность АМТС («зуммер» или «длинный гудок»); набор 10-значного номера. Если вызываемая ГТС имеет 5- или 6-значную нумерацию, то местный номер вызываемого абонента дополняется до 7 цифрами «2».

Междугородный вызов абонента СТС осуществляется следующим образом. Для установления соединения с абонентом СТС другой зоны после кода зоны набирается 2-значный код сельского района и 5-значный абонентский номер. В справочниках коды зоны и сельского района объединяются. Например, код Санкт-Петербурга – 812, код Волховского района – 63, тогда код г. Волхова – 81263. Для установления соединения в пределах своей зоны набирается последовательность: 8 – зуммер – направляющий индекс 2 (своя зона) – код 100-тысячной группы ab – 5-значный номер. В справочниках направляющий индекс 2 и код ab объединяют. Код СТС Пушкинского района – 53, код г. Пушкино – 253. Тогда вызов абонента г. Пушкино 7-55-99 из Москвы осуществляется следующим образом: 8-(253)75599. Вызов того же абонента из Санкт-Петербурга: 8-(096)5375599.

11.2. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ТЕЛЕФОННОГО СООБЩЕНИЯ

Для теоретического исследования телефонных сетей используются теория вероятностей и математическая статистика, на основе которой создана теория массового обслуживания. Применительно к телефонной связи она получила название *теории телефонного сообщения*. Эта теория изучает процессы и закономерности

ности прохождения сообщений по сети, определяет эффективность использования коммутационных систем и линий связи, а также вопросы качества обслуживания абонентов [5].

Важнейшими понятиями теории телефонного сообщения являются вызовы, нагрузка и потери.

Вызовом называется заявка (специальный сигнал) одного из абонентов на установление соединения, т.е. заявка на создание системы связи между абонентами. Понятие вызова распространяется и на процесс установления соединения.

Совокупность заявок, поступающих на станцию, называют потоком вызовов. Важным параметром потоков вызовов является интенсивность вызовов, под которой понимается число вызовов, появившихся в единицу времени. Вызовы поступают неравномерно, т.е. интенсивность вызовов является величиной непостоянной.

Кроме знаний о характере и параметрах потоков вызовов для правильного построения коммутационных систем необходимо знать суммарное время обслуживания вызовов, поступающих в единицу времени, которое принято называть нагрузкой. Единица измерения нагрузки – часо-занятие.

Для подсчета нагрузки используется выражение $Y=N \cdot c \cdot t$, где N – число источников нагрузки (например, число абонентов); c – число вызовов за час от одного источника; t – длительность обслуживания вызова. Например, если на станцию за 1 ч поступают 100 вызовов, то для последовательного обслуживания всех вызовов со средней затратой времени на каждый вызов 0,1 ч (6 мин) потребуется суммарное время 10 ч. Столько времени будут заняты обслуживающие приборы.

Вызовы можно обслуживать не только последовательно, один за другим, но и параллельно, одновременно используя несколько приборов станции и соединительных линий. Например, если в обслуживании тех же вызовов будут участвовать 10 приборов и 10 линий, то поступившие 100 вызовов будут обслужены за 1 ч.

В случае параллельного обслуживания используют параметр интенсивность нагрузки. Единица интенсивности нагрузки – Эрланг. Один Эрланг (Эрл) – эта такая интенсивность нагрузки, при которой в течение одного часа будет обслужена нагрузка в одно часо-занятие.

Интенсивность нагрузки подвержена резким колебаниям в течение суток. Для расчета необходимого числа оборудования коммутационной станции принято учитывать так называемый час наибольшей нагрузки (ЧНН) – непрерывные 60 мин в течение суток, когда наблюдается максимальная интенсивность нагрузки. На рис.11.1 показан характер изменения интенсивности нагрузки в течение суток для станций, обслуживающих производственные районы и жилой массив.



Рис. 11.1. Изменение интенсивности телефонной нагрузки в течение суток для станций, обслуживающих производственные предприятия (кривая 1) и жилой микрорайон (кривая 2)

На коммутационных станциях не все поступающие вызовы могут быть обслужены немедленно из-за отсутствия в нужный момент свободных исходящих линий. В этом случае абонент получает сигнал «Занято», необслуженный вызов называют *потерянным*, а факт необслуживания – *отказом*. Такие системы получили название *системы коммутации с потерями*.

Существуют так называемые *системы коммутации с ожиданием*, в которых при занятых исходящих линиях абонент не получает отказа, а ожидает освобождения одной из линий, после чего соединение будет установлено.

Число потерянных вызовов в единицу времени в системах с потерями и число одновременно ожидающих абонентов в системах с ожиданием характеризуют *качество обслуживания*.

11.3. АППАРАТУРА ПЕРЕДАЧИ РЕЧИ

В системе телефонной связи к аппаратуре передачи речи относятся электроакустические преобразователи и вспомогательные устройства. Электроакустические преобразователи осуществляют преобразование электрической энергии в звуковую и наоборот.

Телефон преобразует электрическую энергию в звуковую и предназначен для работы в условиях нагрузки на ухо человека. Микрофон преобразует звуковые колебания в электрические. Устройства, сочетающие функции телефона и микрофона, называют *обратимыми*. Устройства, требующие для своей работы источник питания, называют *активными*.

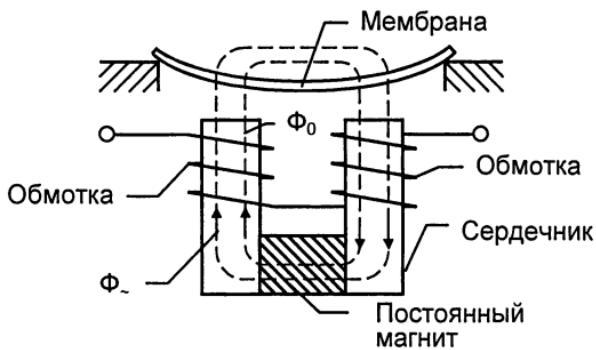


Рис. 11.2. Устройство электромагнитного телефона

Принцип действия *электромагнитного телефона* основан на взаимодействии магнитных потоков, создаваемых постоянным магнитом (Φ_0) и электромагнитом (Φ_-). Под действием результирующего (суммарного) потока мембрana телефона совершает колебательные движения, совпадающие с направлением электрического тока, поступающего в обмотку электромагнита. Основными элементами телефона (рис. 11.2) являются: постоянный магнит, электромагнит, состоящий из двух обмоток с сердечниками, и мембрана.

В покое, т.е. при отсутствии тока в обмотках электромагнита, мембрana притянута к сердечнику под действием потока, созданного постоянным магнитом, имеет небольшой прогиб в сторону сердечника и неподвижна. Появление переменного электрического тока в обмотках электромагнита создает в сердечнике дополнительный переменный магнитный поток, направление которого совпадает, либо противоположно направлению потока, созданного постоянным магнитом. В результате мембрana будет совершать колебательные движения, соответствующие изменению силы тока. Колебательные движения мембранны создают распространяющиеся колебательные движения частиц воздуха, воспринимающиеся ухом человека как звук.

В телефонных аппаратах применяются так называемые капсульные телефоны, размещаемые в микротелефонных трубках. Конструктивное исполнение их может быть различным.

Угольный микрофон – необратимый активный акустоэлектрический преобразователь. Принцип действия основан на свойстве угольного порошка изменять сопротивление электрическому току в зависимости от плотности порошка, изменяющейся под действием звуковых колебаний воздушной среды. Устройство угольного микрофона и схема его включения в электрическую цепь показаны на

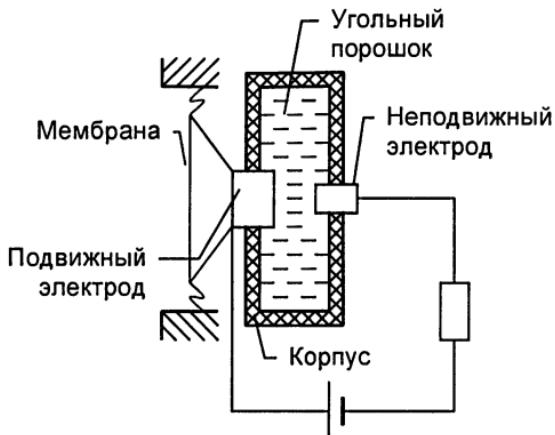


Рис. 11.3. Устройство и схема включения угольного микрофона

рис.11.3. Основными элементами микрофона являются подвижный и неподвижный электроды, подключенные к электрической цепи, и угольный порошок, заполняющий пространство между электродами. Подвижный электрод жестко связан с мембраной, воспринимающей колебания окружающего слоя воздуха. Элементы микрофона помещены в общий корпус, изготовленный из токонепроводящего материала. Звуковые колебания воздуха приводят к соответствующим колебаниям мембранны. Вместе с мембранны колеблется, совершая горизонтальные движения, подвижный электрод, изменяющий плотность угольного порошка. При увеличении плотности порошка его сопротивление электрическому току уменьшается, а при уменьшении – увеличивается. Следовательно, ток в цепи будет изменяться прямо пропорционально изменению звукового давления. При отсутствии звуковых колебаний мембрана находится в состоянии покоя, сопротивление порошка не изменяется, а в цепи микрофона протекает неизменяющийся ток. С появлением звуковых колебаний, т.е. началом изменения звукового давления, ток начинает изменяться по закону изменения давления.

К вспомогательным устройствам относятся вызывные приборы, предназначенные для приема сигналов вызова: звонок, зуммер и др. Вспомогательным, но обязательным является также устройство для передачи адресной информации, называемое номеронабирателем. Номеронабиратели бывают дисковые и тастатурные (кнопочные). Принцип их работы рассматривается в § 11.9.

Все элементы аппаратуры передачи речи конструктивно объединяются в прибор, называемый *телефонным аппаратом* (ТА). Структурная схема ТА приведена на рис.11.4. Когда микротелефонная трубка ТА не снята, она нажимает на рычажный переключатель, удерживая его в нижнем положении, как показано на

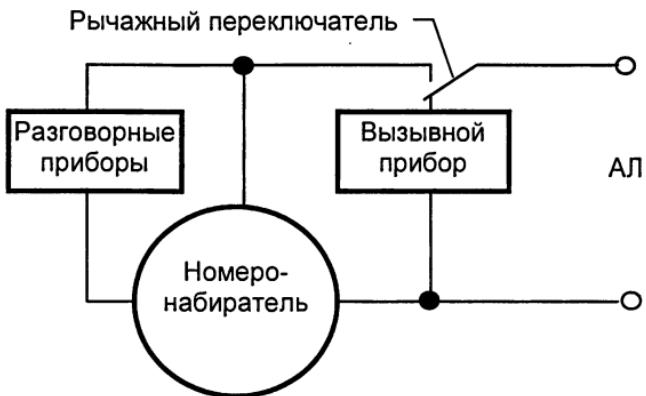


Рис. 11.4. Структурная схема телефонного аппарата

рис.11.4. При этом к абонентской линии (АЛ) подключен вызывной прибор, который сработает при поступлении сигнала вызова. При снятии микротелефонной трубки с ТА переключатель поднимается вверх и подключает к линии разговорные приборы и номеронабиратель, подготавливая ТА к ведению переговоров.

По способу электропитания разговорных и вспомогательных приборов различают ТА с местной батареей (МБ) и центральной батареей (ЦБ). ТА МБ оборудован батареей постоянного тока с напряжением 3В. ТА ЦБ получает питание своей схемы по проводам АЛ от ЦБ, размещаемой на АТС. Напряжение ЦБ обычно составляет 24, 48 или, чаще всего, 60В.

11.4. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ КОММУТАЦИИ

Под коммутацией понимается замыкание, размыкание и переключение электрических цепей. Коммутация осуществляется на коммутационных узлах. На сетях электросвязи посредством коммутации абонентские устройства соединяются между собой для передачи (приема) информации. Коммутация осуществляется на коммутационных узлах (КУ), являющихся составными частями сети электросвязи [2, 4].

Абонентские устройства сети соединяются с КУ абонентскими линиями. КУ, находящиеся на территории одного города (населенного пункта), соединяются соединительными линиями. Если КУ находятся в разных городах, то линии связи, соединяющие их, называются междугородными или внутризоновыми.

Коммутационный узел, в который включаются абонентские линии, называется коммутационной станцией или просто станцией. В некоторых случаях абонентские линии включаются в под-

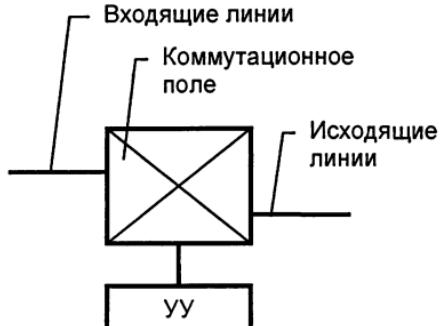


Рис. 11.5. Основные составляющие коммутационного узла

Совокупность линейных и станционных средств, предназначенных для соединения оконечных абонентских устройств, называется *соединительным трактом*. Число коммутационных узлов между соединяемыми абонентскими устройствами зависит от структуры сети и направления соединения.

Для осуществления требуемого соединения коммутационный узел и абонентское устройство обмениваются управляющими сигналами.

На коммутационном узле соединение может устанавливаться на время, необходимое для передачи одного сообщения (например, одного телефонного разговора), или на длительное время, превышающее время передачи одного сообщения. Коммутация первого вида называется *оперативной*, а второго – *кросской (долговременной)*.

Коммутационный узел представляет собой устройство, предназначенное для приема, обработки и распределения поступающей информации. Для выполнения своих функций коммутационный узел должен иметь (рис. 11.5):

- коммутационное поле (КП), предназначенное для соединения входящих и исходящих линий (каналов) на время передачи информации;
- управляющее устройство (УУ), обеспечивающее установление соединения между входящими и исходящими линиями через коммутационное поле, а также прием и передачу управляющей информации.

К аппаратуре приема и передачи управляющей информации относятся (рис. 11.6):

- регистры (Рег), или комплекты приема номера (КПН), кодовые приемопередатчики и пересчетные устройства;
- линейные комплекты (ЛК) входящих и исходящих линий (каналов), предназначенные для приема и передачи линейных сигналов (сигналов взаимодействия) по входящим и исходящим линиям или каналам для выделения каналов в системах передачи, а также для приема и передачи сигналов взаимодействия с управляющими устройствами узла;

станции. Лицо, пользующееся абонентским устройством для передачи и приема информации, называется *абонентом*. Для передачи информации от одного абонентского устройства сети к другому требуется установить соединение между этими устройствами через соответствующие узлы и линии связи. Для осуществления соединения на коммутационных узлах устанавливается *коммутационная аппаратура*.

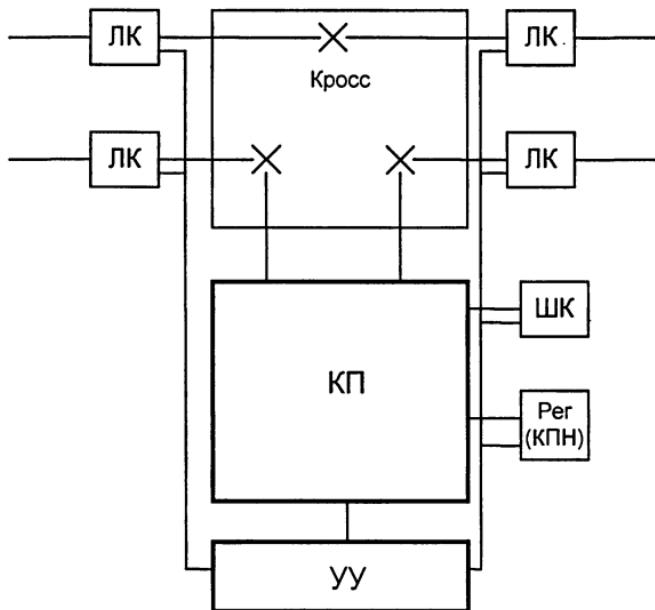


Рис. 11.6. Структура коммутационного узла

- шнуровые комплекты (ШК), предназначенные для питания микрофонов телефонных аппаратов, приема и посылки служебных сигналов в процессе установления соединения;
- устройства ввода и вывода линий (Кросс).

Кроме того, на узле имеются источники электропитания, устройства сигнализации и учета параметров нагрузки (количество сообщений, потерь, длительности занятия и др.).

В некоторых случаях коммутационный узел может иметь устройства приема и хранения информации, если таковая передается не непосредственно потребителю информации, а предварительно накапливается на узле. Такие узлы применяются в системах коммутации сообщений.

Коммутационные узлы сетей связи классифицируются по ряду признаков: по виду передаваемой информации (телефонные, телеграфные, вещания, телеуправления, передачи данных и др.); по способу обслуживания соединений (ручные, полуавтоматические, автоматические); по месту, занимаемому в сети электросвязи (районные, центральные, узловые, оконечные, транзитные станции, узлы входящего и исходящего сообщения); по типу сети связи (городские, сельские, учрежденческие, междугородные); по типу коммутационного и управляющего оборудования (электромеханические, механоэлектронные, квазиэлектронные, электронные); по системам применяемого коммутационного оборудования (декадно-шаговые, координатные, машинные, квазиэлектронные, электронные); по емкости, т.е. по числу входящих и исходящих линий или

каналов (малой, средней, большой емкости); по типу коммутации (оперативная, кроссовая, смешанная); по способу разделения каналов (пространственный, пространственно-временный, пространственно-частотный); по способу передачи информации от передатчика к приемнику (узлы коммутации каналов, обеспечивающие коммутацию каналов для непосредственной передачи информации в реальном масштабе времени от передатчика к приемнику после установления соединительного тракта; узлы коммутации сообщений и узлы коммутации пакетов, обеспечивающие прием и накопление информации на узлах с последующей ее передачей в следующий узел или в приемник).

11.5. КОММУТАЦИОННЫЕ ПРИБОРЫ

Для осуществления коммутации (соединения) линий (или каналов) и управления процессами установления соединения применяются коммутационные приборы.

Коммутационным прибором называется устройство, обеспечивающее замыкание, размыкание или переключение электрических цепей, подключенных к его входам и выходам, при поступлении в прибор управляющего сигнала. Замыкание, размыкание и переключение электрических цепей в коммутационном приборе осуществляется коммутационным элементом (КЭ), который в простейшем случае представляет собой один контакт на замыкание.

К коммутационному прибору могут подключаться линии с различной проводностью (двух-, трех- проводные и т.д.), поэтому их коммутация осуществляется несколькими КЭ, объединенными в коммутационную группу, коммутационные элементы которой переключаются одновременно под влиянием поступающего управляющего сигнала.

В коммутационном приборе в зависимости от его конструкции может быть установлено различное число коммутационных групп. Совокупность коммутационных групп называется коммутационным полем прибора. Местоположение коммутационной группы в коммутационном поле прибора (или в коммутационном блоке, построенном из нескольких приборов) называется точкой коммутации.

Коммутационные приборы различаются между собой структурными и электрическими параметрами, обусловленными их конструкцией.

К структурным параметрам относятся: число входов n , число выходов m , доступность D входов по отношению к выходам, проводность коммутируемых линий ℓ , свойство памяти. Производными от этих параметров являются общее число точек коммутации T , число коммутационных групп и число коммутационных элементов, а также максимальное число одновременных соединений.

К электрическим параметрам коммутационных приборов относятся: сопротивление коммутационного элемента в разомкнутом (закрытом) состоянии R_3 и замкнутом (открытом) состоянии R_0 , отношение которых называется коммутационным коэффициентом $K=R_0/R_3$; время переключения КЭ из одного состояния в другое; вносимое затухание в разговорный тракт; уровень шумов; напряжение питания; сила тока, необходимого для переключения КЭ; потребляемая мощность.

Коммутационные приборы характеризуются также сроком службы или долговечностью, под которыми понимается допустимое число переключений или допустимое время работы, и интенсивностью отказов (повреждений), т.е. вероятностью отказов в единицу времени.

Некоторые коммутационные приборы обладают свойством памяти, т.е. способностью сохранять рабочее состояние после прекращения управляющего воздействия. Это позволяет сократить расход электроэнергии для поддержания рабочего состояния прибора. Для возвращения прибора в исходное состояние требуется новое управляющее воздействие.

Используемые в настоящее время коммутационные приборы по структурным параметрам можно разделить на четыре типа.

1. Коммутационные приборы типа (1×1) , имеющие один вход и один выход. Число входов и выходов прибора указывается в круглых скобках, где первая цифра – число входов n , а вторая – число выходов m . Прибор имеет два состояния, в одном из которых соединение между входом и выходом отсутствует, а в другом – установлено. Переход коммутационного элемента (или коммутационной группы) из одного состояния в другое осуществляется под воздействием сигнала, поступающего на управляющий вход из устройства управления.

2. Коммутационные приборы типа $(1 \times m)$, имеющие один вход $n=1$ и m выходов. В приборе можно установить соединение входа с любым из m выходов, следовательно, доступность прибора $D=m$. Одновременно в приборе может быть установлено только одно соединение.

3. Коммутационные приборы типа $n(1 \times m)$, имеющие n входов и nm выходов. Каждому входу из n доступно только m определенных выходов, следовательно, $D=m$ из общего числа выходов nm . В приборе одновременно может быть установлено n соединений.

4. Коммутационные приборы типа $(n \times m)$, имеющие n входов и m выходов. Каждому из n входов доступен любой из m выходов, следовательно, $D=m$. В приборе одновременно может быть установлено n соединений, если $n \leq m$, или m соединений, если $n > m$.

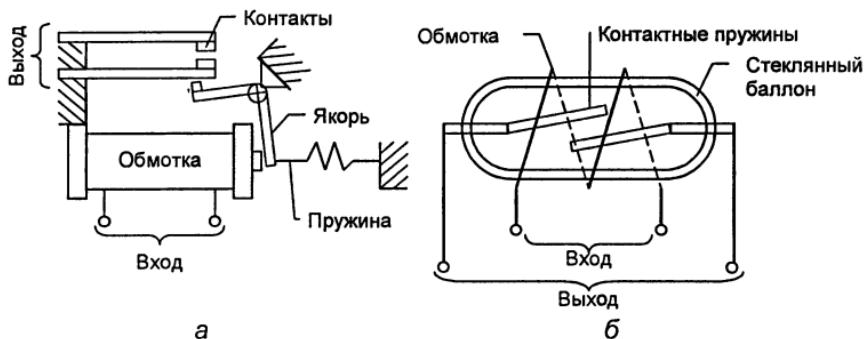


Рис. 11.7. Схема электромагнитного реле:

а – с открытыми контактами; б – с герметизированными контактами

Широко распространенным прибором является электромагнитное реле. Электромагнитное реле – это прибор типа (1×1). В телефонной технике применяются в основном электромагнитные реле постоянного тока с открытыми и герметизированными контактами.

Реле с открытыми контактами (рис. 11.7, а) состоит из обмотки с сердечником, якоря с пружиной и контактов, укрепленных на плоских пружинных пластинах. При отсутствии тока в обмотке якорь под действием пружины оттянут от сердечника и контакты разомкнуты. При появлении тока в обмотке якорь притягивается к сердечнику и, поворачиваясь на оси, вторым плечом нажимает на контактную пластину, замыкая контакты. Из многих типов реле с открытыми контактами наиболее широко применяются реле типов РПН и РЭС-14 с максимальным числом контактных пружин 18 и 24 соответственно.

Реле с герметизированными контактами (герконы) имеют контактные пружины, полностью изолированные от окружающей среды, так как находятся в заполненный инертным газом стеклянный баллон (рис. 11.7, б). Геркон помещается внутри обмотки и корпуса, выполненного из магнитного материала. При отсутствии тока в обмотке контактные пластины под действием сил упругости отходят друг от друга, размыкая выходную цепь. При появлении тока в обмотке образуется магнитный поток, притягивающий друг к другу контактные пластины. Основными достоинствами герконовых реле являются: быстродействие, хорошее качество контактов и малые габариты. На практике широко используются герконовые реле РЭС-46, РЭС-51 и РЭС-55.

В коммутационной технике применялись и находятся в эксплуатации в настоящее время электромеханические искатели – коммутационные приборы типа (1×*m*) со свойством памяти. В состав электромеханических искателей обычно входят:

- контактное поле (статор – неподвижный узел), состоящее из изолированных ламелей, к которым подключаются выходы m ;
- ротор со щетками, последовательно перемещающийся между ламелями, к щеткам подключается коммутируемая линия (вход);
- привод, обеспечивающий движение ротора.

Искатели классифицируют:

- по принципу действия привода (шаговые и моторные с индивидуальным приводом, машинные с общим приводом);
- по количеству и виду движений ротора (вращательные, подъемно-вращательные);
- по структуре контактного поля (декадное и недекадное).

В коммутационных системах используются шаговые искатели ШИ-11 и ШИ-17 с 10 и 15 рабочими выходами соответственно, а также декадно-шаговые искатели (ДШИ), имеющие 100 выходов с декадным построением контактного поля.

Широкое применение в современных АТС имеют коммутационные приборы, называемые *многократными координатными соединителями* (МКС). МКС представляет собой многопозиционный электромагнитный коммутационный прибор типа $n(1 \times m)$. Коммутационными элементами МКС являются металлические контакты релейного типа, выполненные из благородных металлов. Работа МКС основана на принципе координатной сетки. К вертикальным шинам сетки подключаются входы, а к горизонтальным – выходы, и в местах пересечения шин создаются коммутационные точки, позволяющие соединить вход с любым выходом.

Конструктивно МКС представляет собой коллективное реле с большим числом контактных пружин. Основными элементами его являются вертикальные блоки, или просто вертикали. Каждая вертикаль содержит контактные струны (шины) и m групп контактных пружин, составляющих контактное поле вертикали. Состояние контактов в группах вертикали обусловлено работой двух электромагнитов с рейками: удерживающего с рейкой и выбирающего с рейкой. Каждая вертикаль имеет свой удерживающий электромагнит, а число выбирающих электромагнитов равно числу контактных групп m .

Выпускаются МКС, имеющие 10 или 20 вертикалей (входов) и 10 выходов при 6- или 12-проводных цепях. Принята следующая условная запись: МКС- $n \times m \times \ell$, где n – число вертикалей, m – емкость вертикалей, ℓ – проводность коммутируемых цепей. Например, МКС-10×10×12 и МКС-20×10×6.

Многократные соединители могут быть реализованы на герконовых реле. На практике используются герконовые соединители типа МГС-8×8×2 и МГС-8×8×4, имеющие восемь входов, восемь вы-

ходов и обеспечивающие соответственно двух- и четырехпроводную коммутацию. Многократные соединители характеризуются малым временем установления соединения, высокой надежностью, унифицированностью конструкции.

В качестве коммутационных элементов могут применяться бесконтактные (электронные) элементы – электронные ключи. Однако такие соединители не получили широкого распространения из-за сложности обеспечения удовлетворительных электрических параметров коммутационных элементов.

Все рассмотренные выше коммутационные приборы, в том числе и электронные ключи, реализуют принцип *пространственной коммутации*, когда точки коммутации разнесены в пространстве.

Электронная (бесконтактная) коммутация в современных электронных АТС осуществляется на основе принципа *временной коммутации*, заключающегося в следующем. Аналоговые (телефонные) сигналы преобразуются в цифровые, в результате чего образуются цифровые потоки, аналогичные потокам цифровых систем передачи (см. гл. 9). Коммутация осуществляется изменением номера канального интервала для данного сигнала. На выходе станции производится обратное преобразование цифровых сигналов в аналоговые.

Предпринимались попытки создания пространственных схем коммутации на основе электронных коммутационных приборов (транзисторных ключей и т.п.) без преобразования аналоговых сигналов в цифровые. Однако электронные ключи обладали слишком высокой нелинейностью для использования в речевых трактах, а также высоким энергопотреблением для высокой плотности компоновки. В настоящее время электронные пространственные коммутаторы используются для коммутации высокоскоростных цифровых потоков.

Автоматические телефонные станции могут быть реализованы на различных коммутационных приборах. Станции, реализованные на шаговых и декадно-шаговых искателях, называются декадно-шаговыми; станции, реализованные на МКС – координатными; станции, использующие герконовые коммутационные приборы – квазиэлектронными (почти электронными), а использующие электронные приборы – электронными. В историческом плане вначале появились АТС декадно-шаговые, затем координатные, потом квазиэлектронные и последними электронные.

11.6. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ КОММУТАЦИОННЫХ ПОЛЕЙ КОММУТАЦИОННЫЕ БЛОКИ И СТУПЕНИ ИСКАНИЯ

Коммутационное поле (КП) обычно строится из отдельных частей. На рис. 11.8 показано КП, состоящее из трех частей: А, В и С, в котором осуществляется соединение N входов с M выходами через внутристанционные линии $V1$ и $V2$. Во входы и выходы КП включают соответственно входящие и исходящие линии.

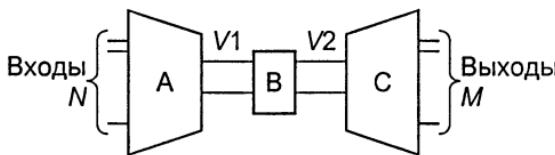


Рис. 11.8. Структура коммутационного поля

В части А осуществляется переход от большого числа малоиспользуемых входов (например, АЛ) N к меньшему числу внутристанционных линий V_1 с более высоким использованием, поскольку они являются линиями коллективного пользования для всех N входов и предоставляются им по мере необходимости в установлении соединения. В части В КП внутристанционные линии V_1 коммутируются с V_2 , и в части С осуществляется переход от V_2 внутристанционных линий к требуемому числу выходов M , причем $N > V_1$; $V_1 \approx V_2$; $V_2 < M$.

Если на каждой из приведенных на рис. 11.8 частей КП соединение устанавливается независимо от наличия соединительных путей к требуемому выходу в последующих частях КП, указанные части КП называются *ступенями искания*. Ступени искания, в свою очередь, состоят из соединенных между собой однотипных коммутационных блоков (КБ), под которым понимают совокупность коммутационных приборов, имеющих общие выходы.

Объединением входов и выходов коммутационных приборов можно получить коммутационные блоки с требуемыми параметрами для построения КП или его отдельных частей. Для этого могут выполняться операции: объединение входов, объединение выходов и последовательное соединение коммутационных приборов. В коммутационном блоке включение выходов по отношению к входам может быть полнодоступным или неполнодоступным. Полнодоступным включением называют такое, при котором любой вход блока может быть соединен с любым свободным выходом. Если вход можно соединить только с частью определенных выходов блока, то такое включение называется неполнодоступным. Число выходов блока, с которыми вход блока может получить соединение, называется *доступностью*.

В результате операций объединения входов или выходов коммутационных приборов получаются так называемые однозвенные коммутационные блоки, т.е. между входом и выходом КБ существует одна точка коммутации. Для повышения надежности КБ может использоваться операция одновременного объединения входов и выходов коммутационных приборов.

Многозвенные коммутационные блоки образуются путем последовательного соединения выходов одних коммутационных приборов со входами других.

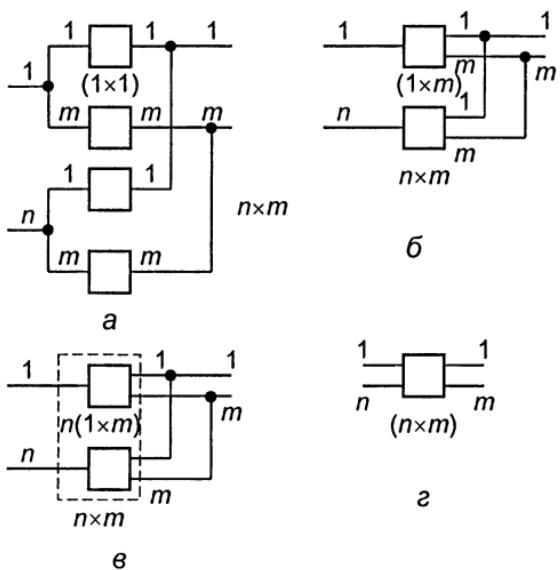


Рис. 11.9. Схемы коммутаторов $n \times m$:

а – на приборах типа (1×1) ; б – на приборах типа $(1 \times m)$;
в – на приборе типа $n(1 \times m)$; г – на приборе типа $(n \times m)$

Простейшим коммутационным блоком является однозвездный полнодоступный блок, в котором любой вход имеет доступ к любому выходу. Такой блок называется *коммутатором*. Коммутатор может быть построен на коммутационных приборах любого типа объединением входов и выходов. Для построения коммутатора на приборах типа (1×1) требуется nm приборов. Для образования n входов у каждой группы из m приборов объединяются входы. Одноименные выходы всех групп объединяются для получения m общих выходов из блока (рис. 11.9, а). Для получения коммутатора посредством приборов типа $(1 \times m)$ потребуется n приборов, у которых объединяются выходы (рис. 11.9, б). Коммутатор на приборе типа $n(1 \times m)$ получается путем объединения одноименных выходов (рис. 11.9, в). Коммутационный прибор типа $(n \times m)$ является коммутатором (рис. 11.9, г).

ОДНЗВЕННЫЕ СТУПЕНИ ИСКАНИЯ

Коммутационное поле строится из отдельных коммутационных блоков, которые, в свою очередь, могут объединяться в более крупные блоки, а последние – в ступени поиска. Совокупность ступеней поиска образуют коммутационное поле. По функциональному назначению ступени поиска подразделяются на ступени линейного, предварительного и группового поиска.

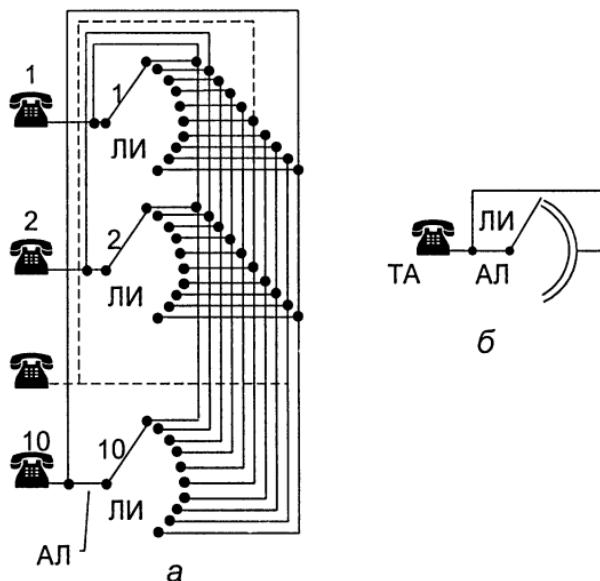


Рис. 11.10. Структурная схема АТС на 10 номеров:
а – развернутая; б – условное обозначение

Режим поиска, при котором производится поиск конкретной абонентской линии по командам управляющего устройства АТС, называется линейным, а соответствующая ступень – ступенью линейного поиска (ЛИ). В качестве примера можно привести АТС на 10 номеров на основе ШИ-10. Как известно, ШИ представляет собой прибор типа $(1 \times m)$. Коммутационное поле такой АТС будет состоять из одной ступени линейного поиска. Для ее построения потребуется 10 приборов (линейных искателей) типа ШИ-10. При этом абонентская линия подключается ко входу соответствующего ШИ и ко всем одноименным выходам всех ШИ. Например, абонентская линия №3 будет подключена ко входу 3-го ШИ и к 3-м выходам всех ШИ. На рис. 11.10 показана структурная схема такой АТС и соответствующее обозначение.

Для построения АТС большей емкости, например на 100 номеров, потребуется 100 коммутационных приборов типа $(1 \times m)$ при $m=100$, например ДШИ-100, и т.д. Однако построение АТС, при котором для каждой АЛ устанавливается искатель большой емкости, является неэкономичным, поскольку потребует большого числа дорогих искателей, причем каждый из них будет иметь весьма малый коэффициент использования.

Кроме того, как показывает практика в зависимости от числа вызовов от абонентов и продолжительности разговоров могут потребоваться одновременные соединения, число которых составит 10...15 % общего числа абонентов АТС. Поэтому для обслуживания, например, 100 абонентов достаточно иметь 10–15 100-линейных

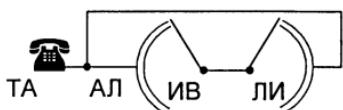


Рис. 11.11. Условное обозначение АТС со ступенями ИВ и ЛИ

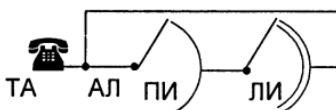


Рис. 11.12. Условное обозначение АТС со ступенями ПИ и ЛИ

искателей. При этом следует предусмотреть возможность использования абонентом любого из свободных искателей, т.е. необходимо сделать искатели приборами коллективного пользования. Для этого применяются так называемые искатели вызова (ИВ), которые совместно с ЛИ образуют шнуровую пару ИВ-ЛИ. Число таких пар составляет 10...15 % емкости АТС. Таким образом, для построения АТС на 100 номеров понадобится не 100 ДШИ, как в предыдущем случае одной ступени линейного поиска, а только 20. Упрощенная схема АТС на основе шнуровых пар ИВ-ЛИ показана на рис. 11.11.

Процесс установления соединения протекает следующим образом. При снятии абонентом микротелефонной трубки ИВ свободной шнуровой пары отыскивает в своем поле линию этого (вызывающего) абонента. Данный поиск (искание) называют *свободным*. Кроме того, поскольку поиск осуществляется до набора вызываемого абонента, оно называется *предварительным* или *предысканием*. В данном случае применено так называемое *обратное предыскание*, поскольку процесс установления соединения протекает от свободного ИВ к АЛ вызывающего абонента. После приема номера происходит процесс *линейного поиска* АЛ вызываемого абонента также, как в АТС с одной ступенью ЛИ.

Наряду с обратным используется *прямое предыскание*, протекающее от АЛ вызывающего абонента к ступени ЛИ. В этом случае за каждой АЛ закрепляется искатель малой емкости (на 10–15 линий), вместе образующие так называемый *предварительный искатель* (ПИ) или просто *предыскатель*. В контактное поле предыскателя включаются входы ЛИ. Упрощенная схема АТС с прямым предысканием показана на рис. 11.12. Использование схемы с прямым предысканием для построения АТС, например, на 100 номеров позволяет применить только 10 ДШИ-100 и 10 ШИ-10 вместо 20 ДШИ-100 при схеме с обратным поиском или 100 ДШИ-100 в случае одной ступени линейного поиска.

При одинаковом количестве абонентов АТС с обратным предысканием выгодно применять при малой удельной нагрузке в ЧНН на одну абонентскую линию, АТС с прямым предысканием – при средних значениях удельной нагрузки – и вариант без ступени предыскания – при высоких значениях.

Емкость рассмотренных схем построения АТС ограничивается емкостью контактного поля базового коммутационного прибора. Например, если используется ДШИ-100, то емкость АТС при любой схеме не будет превышать 100 АЛ. Применение коммутационных приборов большей емкости экономически неоправданно. Кроме того, емкость современных телефонных сетей может составлять десятки миллионов номеров.

Способ группового поиска позволяет построить АТС, имеющие неограниченную емкость, на основе коммутационных приборов с относительно небольшой емкостью контактного поля. На АТС, емкость которой превышает емкость контактного поля искателей, т.е. $N > m$, где N – емкость АТС, а m – емкость контактного поля искателя, все АЛ разбиваются на группы по m линий в каждой. Для выбора группы, в которой находится нужная линия, устанавливается специальный прибор – групповой искатель (ГИ); совокупность этих приборов называется *ступенью группового поиска*.

Рассмотрим принцип группообразования на примере АТС емкостью $N=1000$ номеров (рис. 11.13). Нумерация АЛ – трехзначная. В такой АТС 1000 АЛ разбиваются на 10 групп по 100 АЛ. На каждую группу устанавливается зависящее от нагрузки и доступности число ЛИ – в рассматриваемом случае 10. В контактное поле каждого ЛИ многократно включаются 100 АЛ. Каждая группа ЛИ представляет собой однозвездный коммутационный блок на 10 входов и 100 выходов. Для выбора требуемой группы на АТС устанавливается

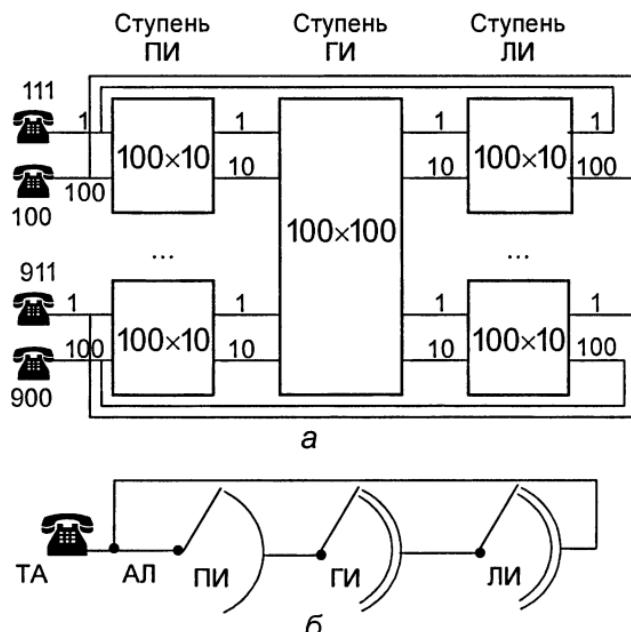


Рис. 11.13. Функциональная схема АТС на 1000 номеров:
а – развернутая; б – упрощенная

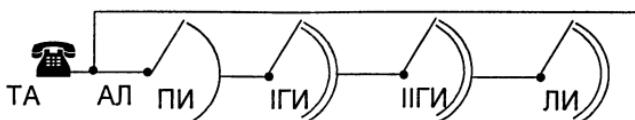


Рис. 11.14. Условное обозначение АТС с двумя ступенями ГИ

ступень ГИ, представляющая собой коммутатор на 100 входов и 100 выходов. Поле ступени ГИ разбито на 10 направлений с доступностью в каждом $D=10$. В качестве групп ПИ используются однозвенные коммутационные блоки на 100 входов и 10 выходов.

Соединение устанавливается следующим образом. При вызове соответствующая группа ПИ отыскивает один свободный из 10 входов ГИ. Первая цифра номера вызываемого абонента определяет требуемую группу выходов ГИ. В пределах требуемой группы выбирается одна из свободных линий, тем самым осуществляется подключение ко входу ступени ЛИ. После набора второй и третьей цифры номера вызываемого абонента происходит линейное искание в ступени ЛИ, на чем установление соединения завершается.

Типовая емкость АТС городских телефонных сетей составляет 10000 номеров (нумерация АЛ в пределах АТС – 4-значная). Для обеспечения этой емкости в АТС вводится вторая ступень группового искания (рис. 11.14). Первая цифра определяет выбор первой ступенью ГИ (IГИ) тысячной группы, вторая – ступенью IIГИ сотенной группы и последние две цифры поступают на ЛИ для отыскания АЛ вызываемого абонента в данной сотенной группе. Функции IГИ и IIГИ по отысканию линий полностью совпадают.

При требуемой емкости телефонной сети более 10 тыс. номеров дальнейшее увеличение емкости АТС обычно не производят. В этом случае сеть строят районированно, т.е. не одну АТС, а несколько.

МНОГОЗВЕННЫЕ СТУПЕНИ ИСКАНИЯ

На основе анализа структур коммутационных блоков можно сделать вывод, что чем меньше доступность коммутационного прибора, тем больше таких приборов необходимо для построения коммутационного блока, имеющего большую доступность. Например, для получения блока 100×100 на основе приборов (1×1) (например, реле) потребуется 10000 таких приборов (см. рис. 11.9, а), а для построения такого же блока на основе приборов типа $(1 \times m)$ (например, ДШИ-100) – только 100 приборов (см. рис. 11.9, б). При использовании МКС (тип прибора $n(1 \times m)$ с 10 вертикалями по 10 выходов в каждой) потребуется также 100 МКС.

Однако на этих же приборах блок 100×100 можно построить более экономично, если использовать операцию последовательного

соединения коммутационных приборов и коммутационных блоков. Такие коммутационные блоки называются двухзвенными. При использовании двухзвенных блоков существенно уменьшается число коммутационных приборов для их построения, следовательно, снижается стоимость коммутационного узла в целом. Однако меняются возможности блока по установлению соединений между входами и выходами. Однозвенные блоки (см. рис.11.9) являются полнодоступными, отказ в установлении соединения возможен в случае большего числа входов, чем выходов, и занятости всех выходов.

В двухзвенных блоках доступность входов по отношению к выходам непостоянна и изменяется по мере увеличения числа установленных соединений, т.е. занятостью промежуточных линий (ПЛ). Невозможность установления нового соединения из-за занятости ПЛ называется *внутренней блокировкой*. Для уменьшения внутренних блокировок могут использоваться следующие способы:

- увеличение числа ПЛ между звенями;
- увеличение числа звеньев;
- обусловленное искание;
- перестроение в коммутационных блоках;
- внутриблочные обходы.

Кроме того, могут применяться неблокирующие трехзвенные коммутационные блоки, представляющие собой специальные структуры. Их использование становится более целесообразным по сравнению с использованием однозвенных схем начиная с 36 входов и выходов блока.

Многозвенные блоки для построения КП нашли широкое применение в координатных и квазиэлектронных АТС.

При построении коммутационных полей электронных АТС (АТСЭ) используются способы пространственной и временной коммутации. Электронные коммутационные поля обладают на текущий момент наилучшими эксплуатационными показателями.

ВРЕМЕННЫЕ КОММУТАЦИОННЫЕ ПОЛЯ

Одним из наиболее распространенных способов построения временных коммутационных полей является использование разделяемой высокоскоростной шины (магистрали) (рис.11.15). Входные устройства осуществляют необходимые преобразования входящих сигналов: аналого-цифровое для аналоговых сигналов или согласование скоростей для цифровых входных сигналах. На основе некоторого правила арбитража шины (например, на основе ярлыков, как показано на рис.11.15) происходит ее совместное использование. Выходные устройства (фильтры ярлыков, выходные буферы) выполняют обратное преобразование сигналов.

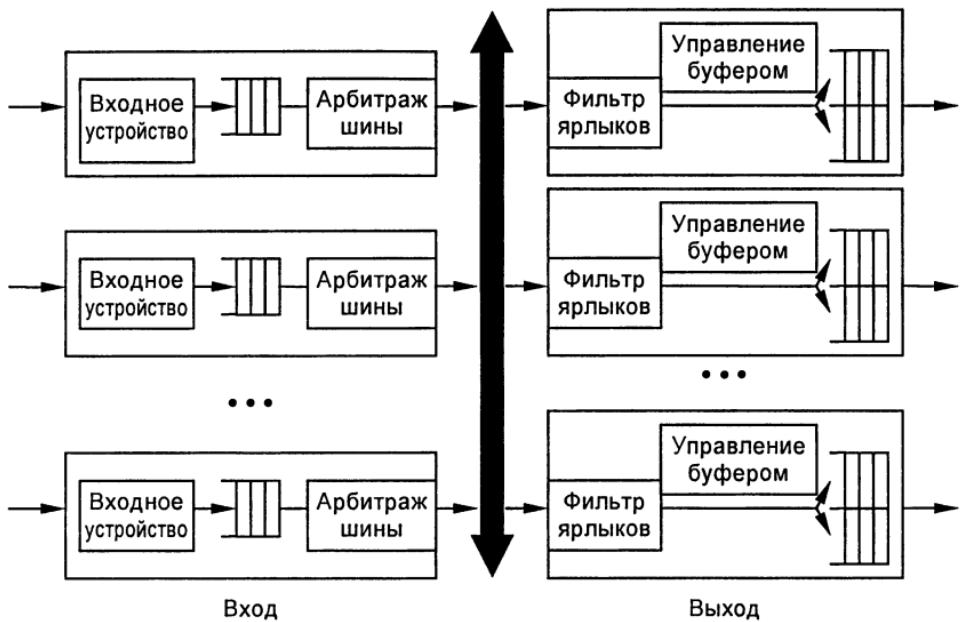


Рис. 11.15. Схема временного коммутационного поля на основе разделяемой магистрали

Другим популярным способом построения временных коммутационных полей является использование разделяемой памяти (рис. 11.16). Назначение входных и выходных устройств аналогично рассмотренному на рис. 11.15. В качестве разделяемого ресурса выступает высокоскоростная память с возможностью одновременной записи и чтения.

В общем случае процесс коммутации требует изменения как временной, так и пространственной позиции, поэтому на практике ступени временной и пространственной коммутации комбинируют, например, в виде структуры коммутационного поля «время-пространство-время».

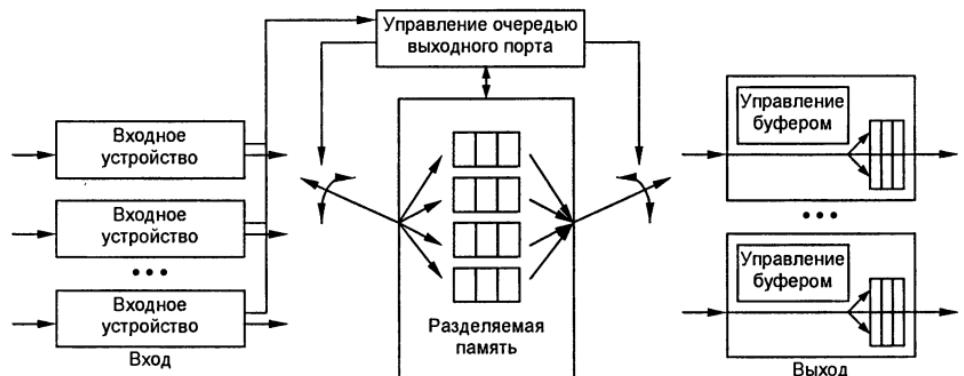


Рис. 11.16. Схема временного коммутационного поля на основе разделяемой памяти

11.7. УПРАВЛЯЮЩИЕ УСТРОЙСТВА АТС

Процесс коммутации состоит из нескольких этапов, выполняемых в определенной последовательности на различных ступенях искания. На каждой ступени происходит соединение входящих и исходящих линий коммутационных приборов. Для выполнения этой операции предварительно необходимо определить (найти) входящую линию, по которой поступил вызов, нужную исходящую линию, а также убедиться, свободна ли последняя. Все эти операции осуществляются управляемыми устройствами АТС.

Управляющее устройство (УУ) управляет процессом установления соединения на коммутационном узле путем взаимодействия с приборами коммутационного поля, линейными и станционными комплектами. Основными функциями УУ являются:

- прием сигналов управления от линейных и станционных комплектов и приборов коммутационного поля;
- распределение принятых сигналов по функциональным блокам УУ;
- определение состояния коммутационных приборов и линий;
- выбор соединительного пути между входом и выходом коммутационного поля;
- включение коммутационных приборов, соответствующих выбранному пути;
- выдача команд на посылку абонентам акустических сигналов.

Управляющие устройства могут быть *индивидуальными* и *общими (групповыми)*. В первом случае каждое УУ обслуживает один коммутационный прибор и занимается на время установления соединения и ведения переговоров между абонентами. Во втором случае каждое УУ обслуживает в заданной последовательности группу коммутационных приборов. Такие УУ занимаются только на время установления соединения.

В зависимости от способа использования сигналов, несущих адресную информацию, различают УУ с непосредственным и регистровым (косвенным) управлением. *Непосредственное управление* применяется на АТС с индивидуальными УУ. В таких устройствах импульсы набора номера, посыпаемые абонентами, непосредственно используются для работы коммутационных приборов. Процесс коммутации осуществляется одновременно с набором номера вызываемого абонента. Если АТС имеет несколько ступеней искания, то УУ разных ступеней работают последовательно по мере набора цифр номера. При косвенном управлении импульсы набора номера запоминаются регистром. Проанализировав полученные импульсы, регистр формирует и передает сигналы на УУ всех ступеней искания, которые обеспечивают срабатывание коммутацион-

ных приборов. В результате будет установлено соединение. После этого регистр освобождается и может быть использован для обслуживания других вызовов. Косвенное управление может применяться как в индивидуальных, так и групповых УУ.

При регистровом управлении процесс приема импульсов набора номера вызываемого абонента и процесс установления соединений на ступенях искания разделены во времени. Регистр и управляющие устройства обслуживают вызовы с момента их появления до установления соединения. Чем меньше это время, т.е. чем выше быстродействие элементов управляющих устройств, тем большее число коммутационных приборов может быть обслужено.

Наибольшим быстродействием обладают УУ, реализованные на электронных элементах. Электронные УУ способны обслуживать сразу группу коммутационных приборов или даже всю коммутационную систему АТС. В последнем случае УУ станции состоит из периферийных управляющих устройств (ПУУ) и электронной управляющей машины (ЭУМ) (рис.11.17). ПУУ предназначены для приема импульсов набора номера, определения состояний абонентских и соединительных линий и т.п. Вся эта информация из ПУУ передается в ЭУМ для анализа и выработки команд. Команды возвращаются на ПУУ и используются для управления работой коммутационных приборов.

Применение электронных УУ и ЭУМ не только многократно ускоряет процесс коммутации, но и значительно расширяет возможности станции, повышает эффективность использования станционных и линейных сооружений, делает сеть более гибкой и обеспечивает предоставление абонентам новых высококачественных

услуг. Кроме того, ЭУМ позволяют автоматизировать учет переговоров, контроль состояния элементов станции, выявление неисправностей, сбор и обработку различных статистических данных и др. Электронные УУ используются в квазиэлектронных и электронных АТС.

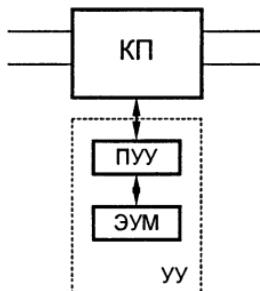


Рис.11.17. Функциональная схема АТС с электронным управляемым устройством

11.8. ТЕЛЕФОННАЯ СИГНАЛИЗАЦИЯ

Совокупность электрических сигналов, используемых на сети для управления установлением соединения, называется *системой телефонной сигнализации*. Телефонной сигнализации посвящены рекомендации ITU-T серии Q [1].

В систему телефонной сигнализации обычно входят следующие виды сигналов.

Линейные сигналы отмечают основные этапы установления соединения (занятие, отбой, разъединение и др.).

Сигналы управления передаются между УУ коммутационных узлов и станций и между УУ и ТА абонента. Основные сигналы управления – сигналы наборы номера, так называемая адресная информация. В ряде систем также передаются сигналы о категории вызова, запроса аппаратуры автоматического определения номера (АОН) вызывающего абонента при междугородной связи, виде устанавливаемых соединений, способе передачи управляющей информации и т.д.

Информационные акустические сигналы передаются от АТС к телефонному аппарату и служат для информирования абонента о состоянии устанавливаемого соединения. К ним относятся:

- ответ станции;
- занято;
- посылка вызова;
- контроль посылки вызова.

В АТС с электронными УУ может передаваться сигнал предупреждения о междугородном вызове.

Состав сигналов системы сигнализации зависит от типа используемого коммутационного оборудования, типа используемых систем передачи, структуры сети и т.п. Различают следующие основные типы систем сигнализации:

- системы абонентской сигнализации, которые определяют порядок обмена сигналами между абонентской установкой (телефонным аппаратом, факсом и т.п.) и АТС;
- системы межстанционной сигнализации, которые определяют порядок обмена сигналами между станциями; для местных, внутризоновых, междугородных и международных сетей могут использоваться различные системы межстанционной сигнализации.

АБОНЕНТСКАЯ СИГНАЛИЗАЦИЯ

Как известно, оконечные абонентские установки телефонии (телефонные аппараты) подключаются к АТС с помощью двухпроводной абонентской линии. Отдельных проводов для сигнализации не предусматривается по экономическим соображениям. АЛ используется для передачи и речевых сигналов и сигнализации.

В настоящее время широко применяется передача линейных сигналов от абонента шлейфным методом (*loop-start*). Основные сигналы (занятие, ответ, отбой) формируются путем изменения сопротивления АЛ постоянному току.

Передача адресной информации (номера вызываемого абонента) может осуществляться двумя способами.

Таблица 11.1

Частоты первой группы, Гц	Частоты второй группы, Гц		
	1209	1336	1477
697	1	2	3
770	4	5	6
852	7	8	9
941	*	0	#

1. С помощью дискового номеронабирателя путем замыкания и размыкания шлейфа на короткое время (так называемый *шлейфовый* или *импульсный* способ набора – pulse). Количество циклов замыканий и размыканий соответствует передаваемой цифре плюс один стартовый цикл. Длительность одного цикла составляет 100 мс: 60 мс АЛ находится в замкнутом состоянии и 40 мс – в разомкнутом. Данный способ прост в технической реализации и широко распространен. Однако он является медленным и неудобным при необходимости набора номера значительной длительности (например, междугородного или международного).

2. Второй способ получил название *многочастотного* или *тонального* набора (tone) и применяется в телефонных аппаратах с тастатурными номеронабирателями. Передача каждой цифры осуществляется за 40 мс с помощью многочастотного кода «2 из 7», т.е. передаче одной цифры соответствует одновременная передача двух гармонических сигналов определенных частот (табл.11.1). Этот код обеспечивает 16 комбинаций сигнальных частот, 10 из которых

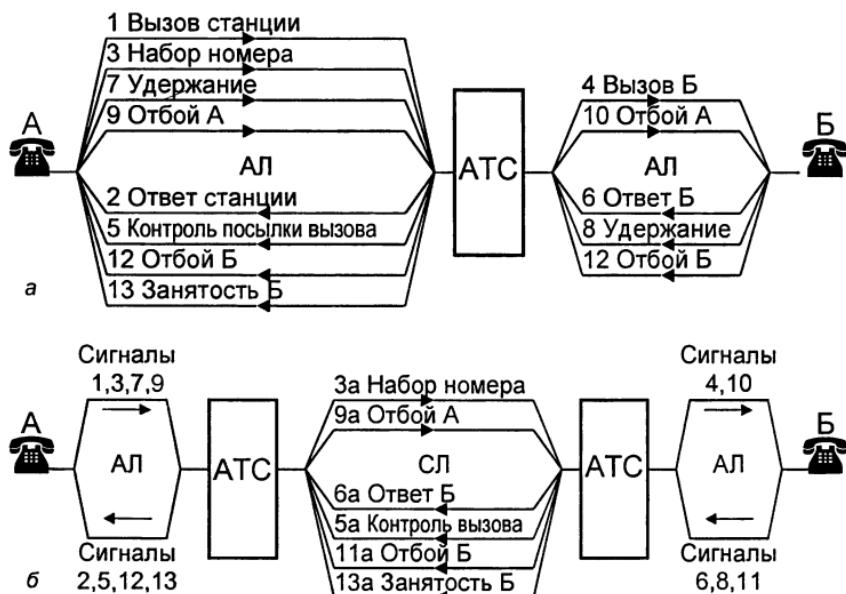


Рис.11.18. Типичный порядок обмена сигналами систем абонентской (а) и межстанционной (б) сигнализации:

АЛ – абонентская линия; СЛ – соединительная линия

используются для набора номера. Клавиши * и # используются для дополнительных услуг. Межсерийная пауза составляет также 40 мс. В зарубежных источниках данный код обозначается DTMF (Dual Tone Multi Frequency). Возможность посылки тональных сигналов абонентом используется для построения систем с удаленным управлением и речевым ответом типа речевой почты и т. п.

Типичный порядок обмена сигналами системы абонентской сигнализации показан на рис.11.18, а.

МЕЖСТАНЦИОННАЯ СИГНАЛИЗАЦИЯ

Межстанционная сигнальная информация передается различными способами [3], которые можно разделить на три основных класса:

1. Способы передачи сигналов непосредственно по телефонному каналу (разговорному тракту), называемые иногда внутриполосными (in-band) системами сигнализации. В этом случае сигналы могут передаваться постоянным током, токами тональной частоты, индуктивными импульсами и пр.

2. Сигнализация по индивидуальному выделенному сигнальному каналу (ВСК) (Channel Associated Signaling – CAS). Как правило, в таких системах обеспечиваются выделенные средства передачи сигнальной информации (выделенная емкость канала) для каждого разговорного канала. Это может быть КИ16 цифрового потока E1, частотный канал вне полосы канала ТЧ на частоте 3825 Гц и др.

3. Системы общеканальной сигнализации (ОКС) (Common Channel Signaling – CCS). Сигнальная информация передается по отдельной сети передачи данных, причем одним каналом ОКС обслуживается пучок телефонных каналов.

Типичный порядок обмена сигналами систем межстанционной сигнализации при установлении телефонного соединения показан на рис.11.18, б.

Системы сигнализации первых двух классов разработаны для применения в аналоговых сетях. Протокол ОКС оптимален для использования в сетях, основанных на цифровой коммутации.

Системы сигнализации первого класса применяются на аналоговых декадно-шаговых АТС, реализующих принципы непосредственного управления (рис.11.19). Для этих станций в процессе обслуживания вызова линейные и разговорные сигналы проходят один и тот же путь как внутри станции, так и во вне ее. Наиболее широко распространен батарейный способ, при котором сигналы передаются по проводам межстанционных соединительных линий (СЛ) с использованием станционных батарей АТС и земли в качестве обратного провода.

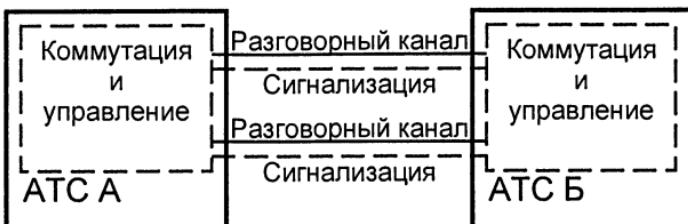


Рис. 11.19. Представление сигнализации непосредственно по телефонному каналу

Следующий этап развития коммутационных станций показан на рис. 11.20. Наиболее характерным представителем таких станций являются координатные АТС. Коммутация выполняется коммутационными блоками, а управление установлением соединения производится с помощью УУ, отделенных от коммутационных приборов. Пути прохождения линейных и разговорных сигналов совпадают вне АТС, но различаются внутри нее. Появление этого поколения АТС вызвало более активное использование способов сигнализации переменным током.

Внутриполосная сигнализация предусматривает передачу сигнальной информации в полосе частот 300...3400 Гц по тому разговорному каналу, к которому эта информация относится. В межстанционных трактах передачи эти сигналы обрабатываются так же, как обычные речевые сигналы – для обработки используются те же необслуживаемые (обслуживаемые) усилительные пункты, что приводит к гораздо большей дальности сигнализации, чем это возможно в системах сигнализации с постоянным током. Могут использоваться непрерывные или импульсные тональные сигналы.

Внутриполосная сигнализация может осуществляться двумя методами: от звена к звену и из конца в конец. В первом случае вся адресная информация обрабатывается в каждой АТС, этот метод наиболее предпочтителен для цифровых АТС. Во втором случае сигналы между исходящей и входящей АТС передаются по разговорному тракту без преобразования и анализа в промежуточ-

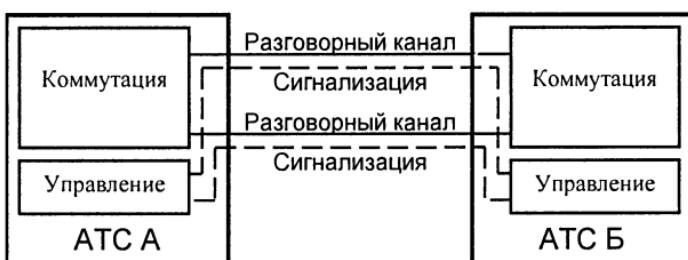


Рис. 11.20. Упрощенное представление сигнализации по выделенному сигнальному каналу с раздельными блоками коммутации и управления

ных коммутационных узлах, при этом сигналы (например, ответа) могут передаваться через сеть быстрее, чем в случае сигнализации от звена к звену. Данный метод используется на сетях координатных и декадно-шаговых АТС.

Внеполосные системы сигнализации используются при организации СЛ с помощью аналоговых систем передачи с ЧРК. Для сигнализации используется диапазон 3400...4000 Гц (обычно 3825 Гц). Преимущества внеполосной сигнализации включают возможность передачи сигнала одновременно с передачей речи и отсутствие необходимости принятия мер от имитации сигналов обычной речью.

Системы сигнализации первых двух классов (рис.11.19 и рис.11.20) обладают ограниченными возможностями, в том числе ограниченным объемом сигнальной информации (например, ограниченное число состояний шлейфа постоянного тока или ограниченное число комбинаций частот) и ограниченными возможностями передачи (например, невозможно передавать сигналы внутриполосной сигнализации на стадии разговора, не вызывая неудобств у абонентов). Данные ограничения послужили предпосылкой создания третьего способа – общеканальной сигнализации, в которой сети передачи речи и сигнализации разделены (рис.11.21). Система ОКС была разработана не только для удовлетворения сиюминутных потребностей тогдашней телефонной сети. Она обладает значительной гибкостью с точки зрения удовлетворения потребностей, которые возникли позже и могут возникнуть в будущем.

В начале своей работы ITU-T сосредотачивался на стандартах международных систем сигнализации, допуская развитие национальных систем сигнализации независимо друг от друга. В наибольшей степени это отразилось на отечественной телефонной сети. Существующие специфические межстанционные протоколы сигнализации и процедуры обслуживания вызовов на телефонной сети Российской Федерации вызывают значительные затруднения при внедрении современных, стандартных в международном масштабе телекоммуникационных технологий: цифровых АТС, ISDN, концепции IN и т.д.

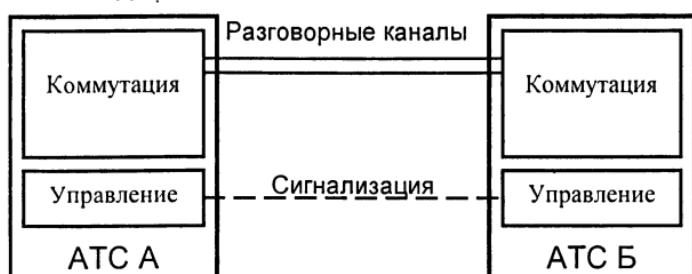


Рис. 11.21. Упрощенное представление общеканальной сигнализации

Таблица 11.2

Тип протокола линейной сигнализации	Применение
2ВСК для раздельных пучков	ГТС
2ВСК для универсальных двухсторонних СЛ	СТС
1ВСК «норка»	СТС
1ВСК индуктивный код	СТС
Одночастотный	Внутризоновые и ведомственные сети
Двухчастотный	Междугородная сеть
3–4-проводные аналоговые СЛ	ГТС, СТС
Тип протокола регистровой сигнализации	Применение
Многочастотный «импульсный челнок»	Везде
Многочастотный «безынтервальный пакет»	Везде
Многочастотный «импульсный пакет»	Между городской АТС и АМТС
Декадный код	Везде

На телефонных сетях РФ применяются следующие физические интерфейсы систем сигнализации: потоки Е1, трех- и четырехпроводные СЛ, четырех- и шестипроводные СЛ на всех сетях; потоки 1,024 Мбит/с и двухпроводные индуктивные СЛ на сельских сетях. Используемые на отечественных сетях протоколы систем сигнализации и области их применения показаны в табл. 11.2.

Сигнализация по двум выделенным каналам (2ВСК) является основным способом сигнализации, принятым на российских ГТС. Используются две пары по четыре сигнальных канала, расположенные в 16-м КИ потока Е1, как это было рассмотрено в § 9.3.

Сигнализация по трехпроводным СЛ остается наиболее распространенной аналоговой системой сигнализации на местных телефонных сетях, хотя в настоящее время ее использование на ГТС разрешается только в виде исключения и тормозит дальнейшее развитие сети при замене аналоговых станций на цифровые. В данном случае применяется батарейный способ линейной сигнализации по проводам *a*, *b*, *c* и «земли» в качестве вспомогательного провода. Провода *a* и *b* служат для передачи как речевых сигналов, так и СУВ. По проводу *c* передаются только сигналы занятия, разъединения и блокировки СЛ. Длина СЛ ограничивается затуханием речевых сигналов и искажением характеристик импульсов набора номера.

Одно- и двухчастотные системы сигнализации могут использоваться на любых каналах, по которым возможна передача речи.

Информационные возможности этих систем низки. Они применяются в коммутационном оборудовании для полуавтоматической связи: одночастотная система (1600 или 2100 Гц), две двухчастотные системы (1200 и 1600 Гц; 2040 и 2400 Гц). Для автоматической зоновой и междугородной связи используется одночастотная система на частоте 2600 Гц. К одночастотной системе по выделенному сигнальному каналу (1ВСК) на частоте 3825 Гц относится сигнализация кодом «норка».

Передача адресной информации реализуется многочастотными методами сигнализации. Сигнализация «многочастотный импульсный членок» использует частотные посылки из одинаковых наборов, следующие попеременно в прямом и обратном направлениях аналогично движениям ткацкого членка. Каждый из сигналов является комбинацией двух частот из шести возможных (так называемый код «2 из 6»). Всего возможно 15 комбинаций. Используются частоты 700, 900, 1100, 1300, 1500 и 1700 Гц. Назначение сигналов показано в табл. 11.3. Длительность комбинации составляет 45 ± 5 мс. Этот протокол носит еще одно (жаргонное) название – R1.5, что объясняется следующим. Одинаковые наборы частот для прямого и обратного направлений характерны для международной системы сигнализации R1. При этом логика протокола «многочастотный импульсный членок» не соответствует R1 и более тяготеет к логике протокола R2.

Таблица 11.3

Номер сигнала	Частоты, Гц	Назначение сигналов	
		Прямое направление	Обратное направление
1	700, 900	Цифра 1	Запрос первой цифры номера вызываемого абонента частотным кодом
2	700, 1100	Цифра 2	Запрос следующей цифры частотным кодом
3	900, 1100	Цифра 3	Запрос ранее переданной цифры частотным кодом
4	700, 1300	Цифра 4	Вызываемый абонент свободен
5	900, 1300	Цифра 5	Вызываемый абонент занят
6	1100, 1300	Цифра 6	Запрос ранее переданной цифры, принятой с искажением (запрос повтора)
7	700, 1500	Цифра 7	Сигнал перегрузки (отсутствие свободных путей)
8	900, 1500	Цифра 8	Запрос передачи всего номера (начиная с первой цифры) декадным кодом

Номер сигнала	Частоты, Гц	Назначение сигналов	
		Прямое направление	Обратное направление
9	1100, 1500	Цифра 9	Запрос следующей цифры и затем остальных цифр номера вызываемого абонента декадным кодом
10	1300, 1500	Цифра 0	Запрос ранее переданной и затем остальных цифр номера вызываемого абонента декадным кодом
11	700, 1700	Резерв	Резерв
12	900, 1700	Подтверждение сигналов обратного направления №4,5,8,9,10	Резерв
13	1100, 1700	Запрос повторения ранее переданного сигнала, принятого с искажением	Резерв
14	1300, 1700	Резерв	Резерв
15	1500, 1700	Резерв	Отсутствие приема информации

Применение пакетных методов сигнализации – импульсного пакета и безынтервального пакета повышает скорость обмена сигнальной информацией. Передача импульсным пакетом предусматривает передачу по единой команде в определенной последовательности заранее сформированных двухчастотных кодовых комбинаций, одну за другой, с соблюдением фиксированных временных интервалов между ними. Длительность комбинации и интервала между комбинациями составляет 40...60 мс. В безынтервальном пакете интервалы между комбинациями отсутствуют.

Существуют два типа многочастотных пакетов: «импульсный пакет 1» для связи с отечественными АМТС координатных систем (АМТС-2, АМТС-3) и «импульсный пакет 2» при взаимодействии с АМТС с программным управлением EWSD (Siemens), 5ESS (Lucent), AXE (Ericsson) и др. Различие между ними заключается в наборе двухчастотных сигналов, передаваемых в обратном направлении.

Рассмотрим международные системы сигнализации, стандартизованные ITU-T.

Система сигнализации №1 была принята в 1934 г. Предназначена для использования на международных каналах с ручным способом установления соединений и предусматривает только линейные сигналы на частоте 500 Гц, передаваемые в виде импульсов с частотой 20 Гц. На коротких двухпроводных линиях может применяться низкочастотный сигнал (16,25 или 50 Гц).

Система сигнализации №2 (1938 г.) предназначена для поддержки полуавтоматической связи по двухпроводным линиям с использованием частот 600 и 750 Гц. В практике международной связи не применялась.

Система сигнализации №3 (1954 г.) – одночастотная система сигнализации. Использует одну частоту 2280 Гц для линейной и регистровой сигнализации и предназначена для работы по односторонним каналам связи в автоматическом и полуавтоматическом режиме работы.

Система сигнализации №4 – двухчастотная, специфицирована в рекомендациях Q.120-Q.139 ITU-T. С 1954 г. широко распространена система сигнализации в Европе. Для линейной и регистровой сигнализации применяются одни и те же частоты разговорного спектра (внутриполосные) 2040 Гц и 2400 Гц. Использует односторонние каналы связи. Сравнительные тесты систем №3 и №4 не выявили предпочтения какой-либо из них, поэтому приняты были обе. На практике система №4 распространилась быстрее, чем система №3.

Система сигнализации №5 была стандартизована ITU-T в 1964 г. в первую очередь для обработки межконтинентальной нагрузки. Описана в рекомендациях Q.140-Q.164. Для регистровой сигнализации использует частоты от 700 Гц до 1700 Гц с шагом 200 Гц (что практически совпадает с введенной позднее на сетях бывшего СССР многочастотной сигнализацией кодом «2 из 6»). Для линейной сигнализации предназначаются внутриполосные двухчастотные сигналы 2400 и 2600 Гц «от звена к звену». Важным отличием системы №5 является использование двухсторонних СЛ.

Система сигнализации R1, являющаяся первым региональным стандартом ITU-T (Q.310-Q.332) и первоначально ориентированная на Северную Америку, использует многочастотную регистровую сигнализацию кодом «2 из 6» (частоты от 700 Гц до 1700 Гц с шагом 200 Гц) и внутриполосную линейную сигнализацию. R1 является системой «от звена к звену» и обладает более высокой скоростью передачи сигнальной информации, чем система R2, однако информационные возможности у R1 несколько ниже. Линейная сигнализация в системе R1 по аналоговым и цифровым каналам осуществляется по-разному. По аналоговым каналам передается сигнал 2600 Гц. Цифровой вариант предусматривает использование выделенных сигнальных каналов потока T1.

Система сигнализации R2 является вторым региональным стандартом ITU-T (серия Q.400) и в настоящее время распространена во многих странах Европы, Латинской Америки и развивающихся странах для национальных и международных СЛ. Первые спецификации были приняты в 1962 г. Линейная сигнализация существует в двух различных модификациях: аналоговой (R2) и цифровой (R2D). В аналоговом варианте применяется внеполосная одночастотная (3825 Гц) система по методу «от звена к звену». Предназначена для односторонних СЛ. В цифровом варианте используются выделенные сигнальные каналы потока E1. В качестве межрегистровой сигнализации выступает сквозная «из конца в конец» сигнализация двухчастотными посылками «2 из 6»: 1140, 1020, 900, 780, 660 и 540 Гц для сигналов в обратном направлении и 1380, 1500, 1620, 1740, 1860 и 1980 Гц для сигналов в прямом направлении.

Система сигнализации №6 (ОКС №6) явилась первым подходом к созданию систем сигнализации по общему каналу (рекомендации ITU-T Q.251-Q.300). ОКС №6 полностью удаляет сигнализацию из разговорного тракта, используя отдельное общее звено сигнализации, по которому передаются все сигналы для нескольких трактов. Каналами сигнализации являются низкоскоростные каналы 2400 и 4800 бит/с, что послужило ограничением применимости данной системы.

В настоящее время широкое распространение получила система сигнализации №7 (SS7). Обладая огромным потенциалом, SS7 не только обеспечила потребности передачи сигнальной информации для существовавшего в момент ее появления уровня развития связи, но и способствовала созданию новых услуг связи.

АВТОМАТИЧЕСКОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ НОМЕРА ВЫЗЫВАЮЩЕГО АБОНЕНТА

Появившиеся в конце 80-х годов телефонные аппараты, выполненные на основе недорогих микропроцессорных комплектов (Intel 8080, 8085, Z80 и т.п.), быстро завоевали популярность у абонентов благодаря предоставлению услуги автоматического определения номера вызывающего абонента. Для уяснения принципа действия таких аппаратов рассмотрим подробнее процесс обмена сигналами при установлении междугородного (международного) соединения на ОАКТС.

Как известно, оплата междугородного (международного) переговора ведется по принципу учета продолжительности переговора, и оплату переговора осуществляет вызывающий абонент. Для определения номера вызывающего абонента (с целью последующего учета длительности и начисления стоимости переговора) городские

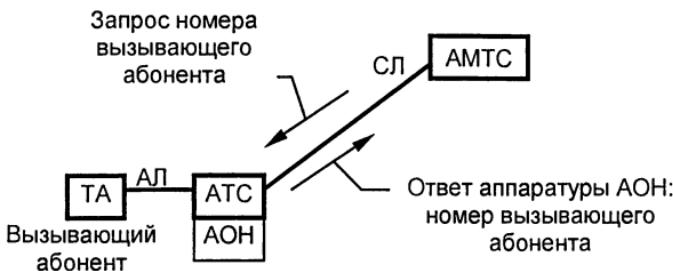


Рис. 11.22. Схема обмена сигналами между АТС и АМТС при установлении междугородного соединения

АТС и автоматические междугородные телефонные станции (АМТС) оборудуются соответствующей аппаратурой. Собственно аппаратура автоматического определения номера (АОН) устанавливается на городских АТС.

При установлении междугородного (международного) соединения (рис. 11.22)зывающий абонент городской АТС набирает код выхода на междугородную сеть «8», в результате чего устанавливается соединение между АТС и АМТС по соединительной линии (СЛ). АМТС посылает АТС сигнал запроса номера вызывающего абонента. АТС с помощью аппаратурой АОН определяет номер абонентской линии, требующей установления междугородного соединения, и многочастотным кодом «2 из 6» безынтервальным пакетом передает АМТС ее номер. АМТС оборудована приемниками данного кода и фиксирует его. При необходимости (в случае обнаружения ошибок) АМТС может повторить запрос (до трех раз). В случае успешной фиксации номера вызывающего абонента ему передается сигнал готовности АМТС («длинный гудок») и абонент набирает необходимый код страны, города и номер вызываемого абонента. После установления соединения (ответа вызываемого абонента) включается счетчик продолжительности переговора.

Рассмотрим процесс обмена сигналами при наличии у одного из абонентов телефонного аппарата с автоматическим определением номера вызывающего абонента (рис. 11.23). Пусть вызывающий або-

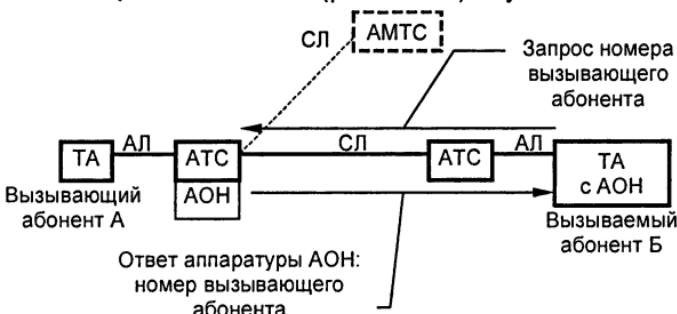


Рис. 11.23. Схема обмена сигналами при наличии у вызываемого абонента телефонного аппарата с автоматическим определением номера вызывающего абонента

нент (назовем его А) имеет обычный телефонный аппарат, а вызываемый абонент (назовем его Б) имеет телефонный аппарат с автоматическим определением номеразывающего абонента. При поступлении вызова от абонента А телефонный аппарат абонента Б посылает запрос аппаратуре АОН, расположенной на АТС абонента А. АТС абонента А считает, что данный запрос поступил от АМТС, и обрабатывает его обычным образом, выдавая в СЛ, с которой поступил запрос, номерзывающего абонента многочастотным кодом. ТА абонента Б оборудован приемником многочастотного кода «2 из 6». Принятый код преобразуется в обычные десятичные цифры, которые отображаются на дисплее аппарата абонента Б в виде номера абонента А. Обычно процесс определения номеразывающего абонента протекает достаточно быстро (от долей до единиц секунд).

Из принципа действия аппаратов с АОНзывающего абонента ясно, что может быть определен номер только тогозывающего абонента, АТС которого оборудована аппаратурой АОН. На Московской городской телефонной сети (МГТС) практически все автоматические телефонные станции оборудованы аппаратурой АОН.

Широкое распространение телефонных аппаратов с АОНзывающего абонента нежелательно. Это объясняется тем, что аппаратура АОН АТС была рассчитана на обслуживание относительно малой нагрузки междугородных (международных) вызовов. Резкое возрастание нагрузки на данную аппаратуру при обслуживании внутригородских вызовов может привести к отказам в предоставлении междугородного переговора ввиду занятости аппаратуры АОН, что, конечно, недопустимо.

Надежность определения номера в значительной мере зависит от высокого качества реализации приемника многочастотного кода (что не всегда достижимо ввиду малой производительности дешевых микропроцессоров), а также от качества соединительных и абонентских линий.

Рассмотренные телефонные аппараты наряду с функциями АОНзывающего абонента предоставляют абонентам также ряд дополнительных услуг, таких как будильник, записная книжка и пр.

Список литературы к главе 11

1. ITU-T Recommendations. Series E, P, Q.
2. Автоматическая коммутация: Учеб. для вузов. / О.Н. Иванова, М.Ф. Копп, З.С. Коханова, Г.Б. Метельский; Под ред. О.Н. Ивановой. – М.: Радио и связь, 1988. – 624 с.
3. Гольдштейн Б.С. Сигнализация в сетях связи. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1998. – Т.1. – 423 с.
4. Коммутационное оборудование городских координатных АТСК-У. / Л.С. Васильева, Б.С. Лившиц, И.Е. Мовшович и др. – М.: Радио и связь, 1991. – 388 с.
5. Корнышев Ю.Н. Теория телетрафика: Учеб. для вузов. / Ю.Н. Корнышев, А.П. Пшеничников, А.Д. Харкевич. – М.: Радио и связь, 1996. – 270 с.

Глава 12

СИСТЕМЫ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ

12.1. ПРОФЕССИОНАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Глобальной стратегией развития подвижной радиосвязи является разработка и внедрение единых международных стандартов и создание на их основе международных и глобальных сетей общего пользования [1–9].

В настоящее время доминирующее положение на рынке подвижной радиосвязи занимают:

- профессиональные (частные) системы подвижной радиосвязи (Professional Mobile Radio – PMP; Public Access Mobile Radio – PAMR);
- системы персонального радиовызова (Paging Systems);
- системы сотовой подвижной радиосвязи (Cellular Radio Systems);
- системы беспроводных телефонов (Cordless Telephony).

Профессиональные (частные) системы подвижной радиосвязи исторически появились первыми. Системы, обеспечивающие взаимодействие с телефонными сетями общего пользования, получили название частных (PAMR), а не обеспечивающие такого взаимодействия – профессиональных (PMR), т.е. обеспечивающих связь замкнутую группу абонентов.

В первых профессиональных системах передатчик и приемник проектировались для работы на определенной фиксированной частоте. Каждый радиоканал был закреплен за сравнительно небольшой группой абонентов (рис.12.1,а). Если число абонентов превышало возможности одного канала, образовывали другую группу, за которой закрепляли другой радиоканал.

В системе с общедоступным пучком каналов (*транкинговые системы*) (рис.12.1,б) всем абонентам сети доступна группа каналов. При поступлении вызова за парой абонентов закрепляется один из свободных в этот момент каналов. После отбоя канал освобождается и может быть предоставлен любой другой паре абонентов. Технически это выполняется:

- последовательным поиском радиостанцией свободного канала (например, по специальному маркерному сигналу незанятости), однако такие системы характеризуются значительным временем установления соединения и могут применяться при небольшом количестве каналов (до 5...8);

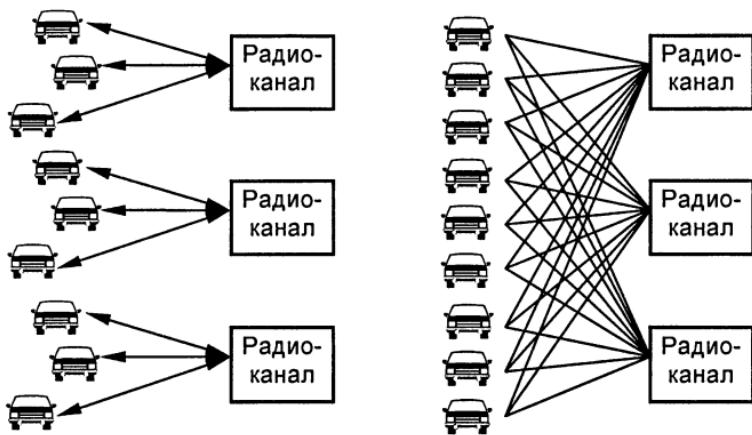


Рис. 12.1. Структура профессиональных (частные) системы подвижной радиосвязи

- специально выделенным общим каналом сигнализации, на который настроены все радиостанции сети в режиме дежурного приема; такие системы являются наиболее распространенными.

Пропускная способность системы с общедоступным пучком каналов существенно выше пропускной способности системы с закрепленными каналами. Например, единственный канал при вероятности блокировки (т.е. непредоставления канала из-за его занятости) 10 % и средней продолжительности разговора 2,5 мин на одного абонента в ЧНН позволит обслужить не более двух–трех абонентов. Двадцать таких каналов, используемых порознь, позволяют обслужить около 50 абонентов. При тех же условиях система с общедоступным пучком каналов, использующая те же 20 каналов, сможет обслужить уже 420 абонентов, т.е. ее пропускная способность возрастает более чем в 8 раз.

Сети профессиональной радиосвязи проектируются по аналогии с вещательными сетями: достаточно мощный передатчик работает через высоко подвешенную антенну, охватывая территорию в пределах прямой видимости радиусом до 40...50 км. При этом на площади обслуживания 5...8 тыс. квадратных километров абонентам может быть доступно несколько десятков радиоканалов.

На изложенном транкинговом принципе действия в 60-х годах была создана отечественная система подвижной связи «Алтай», которая в модернизированном виде функционирует и по настоящее время в диапазоне 330 МГц. Хотя общие тенденции развития профессиональных отечественных систем подвижной радиосвязи отвечали современному мировому уровню, однако они разрабатывались в соответствии со стандартами России и не были ориентированы на западные стандарты, где уже наметилась тенденция международной стандартизации и унификации оборудования.

Наиболее распространенным видом транкинговых систем являются системы с выделенным каналом управления, использующие международные стандарты MTP1327, MTP1317, MTP1343 и MTP1347, разработанные первоначально в Великобритании на диапазон частот 174...225 МГц и распространенные позже на другие диапазоны.

Известны также транкинговые системы с совмещенным каналом управления, когда для передачи сигналов управления используется участок информационной полосы звуковых частот, расположенный ниже спектра частот речевого сигнала – в полосе до 150 Гц. Системы этого вида были разработаны фирмой E.F. Johnson (США) и получили обозначение LTR.

Общей тенденцией развития профессиональных систем подвижной радиосвязи является переход от аналоговых корпоративных или национальных стандартов к цифровым международным стандартам с обеспечением конфиденциальности связи и роуминга абонентов. Эти тенденции связаны с внедрением общеевропейского стандарта на транкинговые системы подвижной радиосвязи TETRA, разработанного в рамках ETSI. Системы стандарта TETRA применяются для передачи речевых сообщений в цифровой форме, передачи данных и т.д. Системы TETRA обеспечивают прямую связь абонентов без участия базовых станций. Внедрение систем стандарта TETRA в Европе началось в конце 90-х годов первоначально в интересах служб безопасности, полиции и охраны границ.

Однако эффективность транкинговых систем с радиальной структурой сети оказывается недостаточной для удовлетворения массового спроса на услуги подвижной связи в густонаселенных районах. Так, для Москвы с ее 10-миллионным населением обеспечение только 0,1% жителей подвижной связью при стандартных условиях качества обслуживания (средняя длительность переговоров 1,5 мин, вероятность блокировки 5%) потребует выделения примерно 250 радиоканалов или при ширине полосы одного канала 25 кГц двух полос частот по 6,25 МГц каждая.

Проблему организации подвижной связи для густонаселенных районов удалось решить путем построения сетей подвижной связи по сотовому принципу.

12.2. СОТОВЫЕ СИСТЕМЫ

Сотовая система подвижной радиосвязи (ССПС) использует большое число маломощных передатчиков, которые предназначены для обслуживания только сравнительно небольшой зоны, скажем, радиусом 1...2 км. Эти небольшие зоны покрытия называются *сотовыми*. Чтобы понять, как это изменит общую картину, предполо-

жим, что все имеющиеся в распоряжении частотные каналы могут повторно использоваться в каждой ячейке сотовой структуры. Тогда требуемые для 0,1% жителей Москвы 250 каналов можно получить, например, разделением обслуживаемой территории радиусом 50 км на 25 ячеек радиусом по 10 км с организацией в каждой ячейке только 10 радиоканалов с одним и тем же набором частот. (Пример приведен только для пояснения сотового принципа).

Из-за недопустимо большого уровня взаимных помех ячейки с одинаковым набором частот необходимо перемежать буферными ячейками с другими наборами частот. Группа ячеек в зоне обслуживания с различными наборами частот называется *кластером*. На рис.12.2 показан образец сотовой структуры с типичной для аналоговых сетей размерностью кластера $n=7$. Если, например, для обслуживания абонентов в одной ячейке требуется набор из 10 частот, то для создания сотовой структуры с размерностью кластера $n=7$, обслуживающей сколь угодно большую территорию, необходимо располагать набором из 70 частот.

Основной потенциал сотовой идеи заключается в том, что уровень взаимных помех зависит не от расстояния между ячейками, а от отношения расстояния между ячейками к их радиусу. Радиус ячейки зависит от мощности передатчика и определяется разработчиком системы, который в процессе проектирования должен выбрать подходящую размерность кластера. С уменьшением радиуса ячейки возрастает количество базовых станций, приходящихся на 1 км² площади обслуживания и на 1 МГц используемой полосы частот.

Конечно, полномасштабное развертывание сотовой сети с самого начала ее ввода в эксплуатацию представляется чрезвычайно дорогостоящим. Обычно начинается внедрение небольшого числа крупных ячеек, которые через некоторое время постепенно трансформируются в большее число более мелких ячеек. Такой способ преобразования называется *расщеплением*.

Когда в некоторой ячейке нагрузка достигает того уровня, при котором существующее в ней число каналов оказывается недостаточным для поддержания установленного качества обслуживания абонентов (т.е. вероятность непредоставления канала при поступлении вызова оказывается больше установленного значения, как правило, до 5%), эта ячейка разделяется на несколько более мелких с пониженнной мощ-

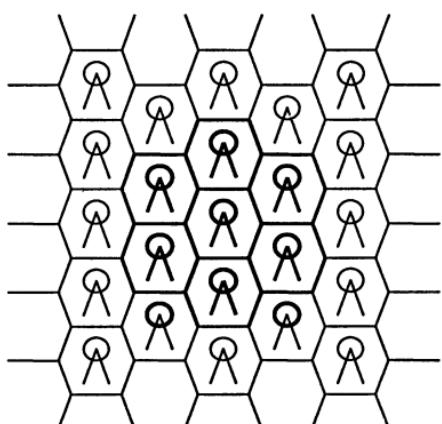


Рис. 12.2. Образец сотовой структуры

ностью передатчиков. При этом пропускная способность сети на территории расщепленной ячейки увеличивается в число раз, равное числу вновь образованных ячеек. Эта процедура может повторяться до тех пор, пока сеть не достигнет расчетного значения своей пропускной способности.

Ячейки небольших размеров требуются только в центральной части города со значительной плотностью абонентов. Ближе к окраинам плотность снижается, и размеры ячеек могут увеличиваться. Расщепление ячеек может производиться достаточно гибко как в пространстве, так и во времени. Такая гибкость является чрезвычайно удобным средством в руках проектировщиков для возможности повышения пропускной способности именно там и именно в то время, где и когда это необходимо.

Использование сравнительно небольших ячеек создает проблему поддержания непрерывности связи. При движении по произвольному маршруту объект (абонент ССПС) в течение одного сеанса связи может миновать несколько ячеек. В этом случае непрерывность связи обеспечивается способностью системы автоматически передавать связь с объектом тем базовым станциям, в зоне действия которых он оказывается в данный момент.

Благодаря непрерывным измерениям уровней сигналов, поступающих в центр коммутации подвижной связи от базовых станций, ближайших к движущемуся объекту, система может определить момент пересечения объектом границы двух ячеек и переключить разговорный канал из первой ячейки во вторую в течение достаточно малого промежутка времени, не приводящего к нарушению непрерывности разговора. Такая процедура, получившая название эстафетной передачи (handover), требует весьма сложного алгоритма определения именно той ячейки из нескольких соседних, куда перемещается объект, а также быстродействующих алгоритмов и схемотехнических решений, обеспечивающих освобождение канала в первой ячейке и поиск свободного канала с восстановлением по нему связи во второй ячейке.

Реализация описанных основных принципов сотовой архитектуры:

- использование маломощных передатчиков с радиопокрытием небольших по размеру ячеек;
- повторное использование частот в пределах одной зоны обслуживания;
- поэтапное увеличение пропускной способности за счет расщепления ячеек;
- обеспечение непрерывности связи в процессе перемещения объекта от ячейки к ячейке привела в начале 80-х годов к созданию в ряде промышленно развитых стран Европы и Северной Америки ССПС, которые положили начало массовому внедрению услуг подвижной связи во всем мире.

Развернутые в 80-х годах ССПС относят к первому поколению и описываются стандартами AMPS(США), NCMTS(Япония), NMT-450 и NMT-900 (Северная Европа), C-450 (Германия), TACS (Великобритания), ETACS (Англия, Лондон), RTMS-101Н (Италия) и Radio-com-200 (Франция). Они были рассчитаны в основном на обслуживание абонентов в рамках национальных границ, использовали аналоговую ЧМ для передачи речи и внутриполосную (in-band) сигнализацию в процессе установления соединения между абонентскими терминалами и остальной сетью. Исключение составляла система стандарта NMT-450 (NMT-900), которая была введена в эксплуатацию в 1981г. как международная система для четырех стран Северной Европы: Дании, Финляндии, Норвегии и Швеции. Однако аналоговые ССПС не удовлетворяют современному уровню развития связи. Тем не менее, один из аналоговых стандартов – NMT-450 – принят в качестве федерального стандарта России.

Системы второго поколения проектировались для создания крупномасштабных сетей с учетом обеспечения международного роуминга – автоматического обслуживания абонентов, приехавших со своими терминалами в другую страну. К настоящему времени разработано четыре стандарта:

- паневропейский GSM;
- два конкурирующих североамериканских: ADC (D-AMPS) по стандарту TIA IS-54 и CDMA по стандарту TIA IS-95;
- японский JDC.

Стандарт GSM является наиболее прогрессивным, его основные характеристики подробнее рассматриваются ниже.

Стандарт D-AMPS разрабатывался в США с 1987 г. FCC не смогла выделить отдельную полосу частот в диапазоне 900 МГц для перспективной цифровой ССПС США. Ассоциация промышленности сотовой связи (CTIA) совместно с TIA приняли решение о совмещении в одной полосе частот аналоговой ССПС стандарта AMPS и будущей цифровой ССПС, сохранив используемый в AMPS разнос каналов, равный 30 кГц, при использовании речевого кодека VSELP со скоростью преобразования речи 8 кбит/с. Стандарт TIA IS-54 на ССПС ADC (D-AMPS) был принят в 1990 г. Несмотря на то, что D-AMPS – не полностью цифровое решение (используются аналоговые каналы управления), он оказался более прогрессивным, чем AMPS.

ССПС, использующие кодовое разделение каналов CDMA, были разработаны фирмой Qualcomm (США) и развиваются фирмой Motorola.

В апреле 1991г. был принят японский стандарт цифровой JDC. Стандарт JDC рассчитан на работу в диапазонах частот 800/900 МГц и 1400/1500 МГц, использует, так же как D-AMPS, временнное разде-

ление каналов с тремя временными окнами на несущую. К особенностям JDC следует отнести прямую связь с ISDN, возможность шифрования передаваемых сообщений, применение речевого кодека VSELP со скоростью преобразования речи 11,2 кбит/с, меньший, чем в D-AMPS, разнос частотных каналов: 25 кГц. В целом цифровая ССПС Японии во многом не уступает ССПС стандарта GSM и по некоторым параметрам превосходит американскую ССПС стандарта D-AMPS.

Рассмотрим характеристики стандарта GSM. В 1982 г. CEPT в целях изучения и разработки общеевропейской цифровой системы сотовой связи создала рабочую группу, получившую название GSM (Groupe Special Mobile). В 1989 г. работы по GSM перешли к ETSI, а в 1990 г. были опубликованы спецификации первой фазы GSM. Несмотря на то, что система GSM была стандартизирована в Европе, на самом деле она не является исключительно европейским стандартом. Аббревиатура GSM приобрела новое значение – Global System for Mobile communications (Глобальная система подвижной связи).

Система стандарта GSM построена на основе новейшей технологии в виде цифровой системы с программным управлением, совместимой с цифровой телефонной сетью общего пользования интегрального обслуживания (ISDN). В ней использованы:

- эталонная модель взаимодействия открытых систем (ЭМ ВОС);
- система сигнализации SS7;
- принципы построения интеллектуальной сети IN/1.

Элементы этой системы способны контролировать и управлять всеми основными характеристиками сигнала в процессе передачи. Система обладает достаточным «интеллектом» для обнаружения возникшего отклонения в работе, его диагностики, принятия решения и проведения необходимой коррекции. В ней реализована большая часть возможностей ISDN и дополнительные возможности, связанные с особенностями подвижной радиосети: управление по радио, слежение за местоположением подвижного объекта, обеспечение функции эстафетной передачи, защита передаваемой информации и т.п. Инфраструктура сети создает и постоянно обновляет объемные базы данных, содержащие необходимые сведения об абонентах и их местоположении, устраняет все обнаруженные неполадки, модифицирует свою конфигурацию по мере изменения нагрузки и выполняет множество других функций по эксплуатации и обслуживанию сети, тарификации, взаимодействия с другими стационарными и подвижными сетями.

Для системы GSM допустимое отношение мощностей несущей и помех в канале связи составляет 9 дБ, в аналоговых системах этот показатель, как правило, близок к 18 дБ. Выигрыш в 9 дБ объясняется известными преимуществами цифровой обработки сигналов и, в частности, использованием устройств типа:

- речевых кодеков, устойчивых к помехам в канале связи;
- эффективных цифровых модуляторов, благодаря которым основная часть энергии радиосигнала оказывается сосредоточенной в полосе частот канала связи;
- помехоустойчивых кодов в сочетании с процедурой перемежения;
- корректоров, способных обеспечить работу в условиях многолучевого распространения сигналов с предельно допустимой дополнительной задержкой отраженных лучей 16 мкс;
- перестраиваемых синтезаторов частот, позволяющих улучшить работу в условиях многолучевого распространения сигналов.

Системы GSM работают в диапазоне около 900 МГц, который разбит на два поддиапазона шириной по 25 МГц (рис. 12.3): 890...915 МГц для передачи от портативных устройств к базовой станции и 935...960 МГц для приема, т.е. используется организация дуплексной связи с частотным разделением (FDD). Каждый частотный поддиапазон разбит на 124 частотных канала с разносом между соседними 200 кГц (ширина полосы каждого частотного канала не превышает 200 кГц). Речевой канал системы GSM использует пару частотных каналов с разностью 45 МГц независимо от абсолютных значений несущих частот в обоих поддиапазонах. Наличие разноса препятствует появлению переходных помех между направлениями приема и передачи. Весьма перспективным является построение сетей GSM на основе диапазона частот 1800 МГц.

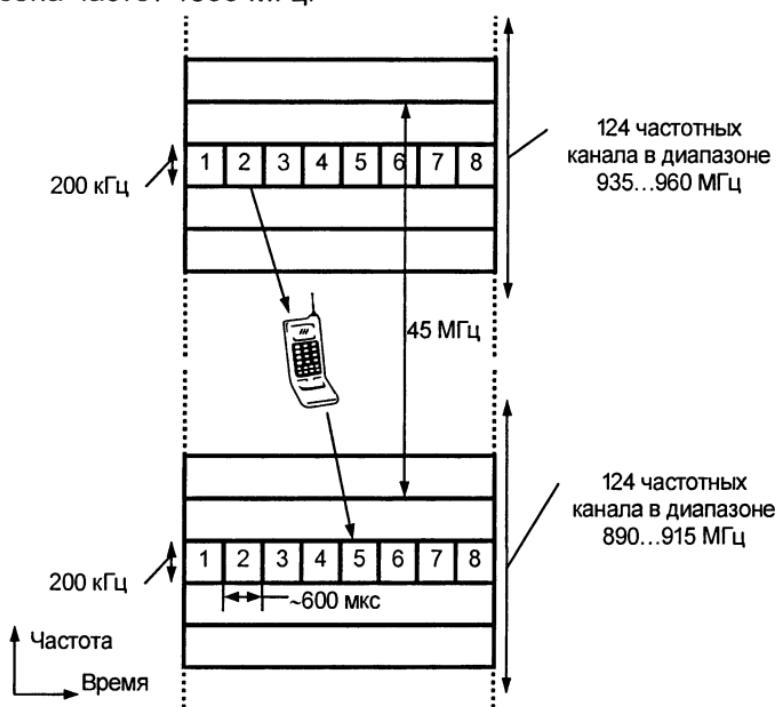


Рис. 12.3. Временная и частотная структура GSM



Рис. 12.4. Структура КИ GSM

В каждом частотном канале данные передаются в восьми канальных интервалах (КИ), т.е. используется временнное разделение каналов. Восемь КИ объединяются в цикл, а 26 циклов – в повторяющийся циклически сверхцикль длительностью 120 мс. Длительность КИ составляет около 600 мкс. Структура КИ показана на рис. 12.4. Конкретное портативное устройство ведет передачу сигнала базовой станции в одном из КИ. В течение остальных КИ передача не ведется (передатчик «молчит»). В начале и конце КИ отводятся по 28 мкс на продолжительность переходных процессов, в ходе которых мощность излучения передатчика меняется (возрастает в начале и падает в конце КИ) на 70 дБ. Полезная продолжительность КИ составляет 546,12 мкс и служит для передачи 148 бит. В одном из КИ, в котором передача не ведется, портативное устройство осуществляет прием сигнала от базовой станции, т.е. используется одна и та же антенна с разделением во времени.

Расстояния между портативным устройством и базовой станцией в пределах соты может достигать 30 км. В результате задержка распространения сигнала может достигать 100 мкс. Такая задержка серьезно влияет на работу базовой станции, поскольку переданный КИ может частично попасть на соседний. Поэтому базовая станция может посылать команды портативному устройству на опережение передачи, чтобы сигнал поступал на базовую станцию в своем КИ. Базовая станция в зависимости от расстояния до портативного устройства может осуществлять регулировку излучаемой мощности последнего с целью уменьшения расхода энергоресурса.

Одной из особенностей работы систем сотовой радиосвязи является прием сигналов в условиях многолучевого распространения (на входе приемника действует совокупность сигнала, непосредственно пришедшего от передатчика, и сигналов, многократно отразившихся от неровностей рельефа, зданий и т.п.). Многолучевое распространение приводит к таким нежелательным явлениям, как растянутая задержка сигнала, релеевские замирания и пр. Избежать последствий многолучевого распространения позволяет ме-

ханизм выравнивания сигналов. Он состоит в делении полезной длительности КИ на три части, в свою очередь разделенные битами флагов (см. рис. 12.4). В середине располагается специальная легко распознаваемая синхропоследовательность, по которой производится выравнивание принятого КИ. До и после синхропоследовательности располагаются по 57 бит информационной нагрузки.

В отличие от централизованного управления, характерного для систем первого поколения, в системе стандарта GSM принят принцип распределенного управления между центром коммутации подвижной связи, базовыми станциями и подвижными терминалами. В течение всего сеанса связи подвижные терминалы измеряют уровни сигналов от соседних базовых станций и сообщают результаты измерений обслуживающей их базовой станции. Последняя определяет необходимость эстафетной передачи и транслирует информацию о наиболее предпочтительной новой ячейке для обслуживания подвижного объекта системному контроллеру центра коммутации подвижной связи. Благодаря такому алгоритму распределенного управления большая часть работы выполняется не системным контроллером, а базовыми станциями и подвижными терминалами, что позволяет избежать перегрузки центрального звена и упростить процедуру эстафетной передачи.

Система стандарта GSM предоставляет пользователям широкий ассортимент услуг, как речевых, так и неречевой природы. Помимо телефонии к речевым услугам относят вызовы спецслужб (полиция, скорая помощь, пожарные и т.п.), как правило, набором номера 112, который принят в Европе в качестве стандарта, и речевую почту.

Набор неречевых услуг основывается на перечне услуг ISDN и для абонентов сети стандарта GSM состоит из трех с половиной десятков наименований. Услуги по передаче данных различаются в зависимости от потенциальных корреспондентов (абоненты телефонной сети общего пользования, либо ISDN, либо специализированных сетей), от характера передаваемой информации (данные, факсимile и пр.), от режима передачи (коммутация пакетов либо каналов, сквозной цифровой канал либо с использованием телефонных модемов и пр.), от типа терминалов и т.д. Специфическими для подвижной сети являются службы коротких сообщений (Short Message Service – SMS) (исходящие, входящие и вещательные), которые представляют собой разновидность службы персонального вызова (пейджинга).

Стандарт GSM принят в России в качестве федерального.

Дальнейшее развитие систем сотовой подвижной связи осуществляется в рамках проекта создания ССПС третьего поколения (3G). В Европе работы по созданию ССПС третьего поколения, получившей название универсальной системы подвижной связи (Uni-

versal Mobile Telecommunication System – UMTS), проводятся СЕРТ по исследовательской программе RACE. Концепция создания UMTS предусматривает объединение функциональных возможностей существующих цифровых систем связи в единую систему с предоставлением стандартизованных услуг подвижной связи (сотовой, беспроводной, персонального вызова и пр.).

Проект по созданию единой международной ССПС третьего поколения, получивший название FPLMTS, проводит ITU.

12.3. СИСТЕМЫ ПЕРСОНАЛЬНОГО РАДИОВЫЗОВА

Современный рынок услуг подвижной связи характеризуется высокими темпами развития систем персонального радиовызыва (СПРВ), которые гармонично сопрягаются с системами радиосвязи и передачи данных.

Персональный вызов (пейджинг) – услуга электросвязи, обеспечивающая одностороннюю беспроводную передачу информации в пределах обслуживаемой зоны. По назначению СПРВ можно разделить на частные (ведомственные) и общего пользования.

Частные СПРВ обеспечивают передачу сообщений в локальных зонах или на ограниченной территории в интересах отдельных групп абонентов. Как правило, передача сообщений в таких системах осуществляется с пультов управления диспетчерами без взаимодействия с телефонной сетью общего пользования (ТФОП).

Под СПРВ общего пользования понимается совокупность технических средств, через которые через ТФОП происходит передача в радиоканале сообщений ограниченного объема. Развитие СПРВ происходит путем внедрения техники автоматического взаимодействия с ТФОП, применения цифровых способов передачи вызовов (адресов) и сообщений в буквенно-цифровом коде, повышения пропускной способности и помехоустойчивости, через миниатюризацию и уменьшение потребления электроэнергии окончательными устройствами.

В настоящее время различными фирмами США, Великобритании, Японии и других стран разработаны многочисленные типы национальных и частных СПРВ. Ключевым фактором в развитии СПРВ явилась стандартизация радиоинтерфейса.

В 1978 г. был впервые опубликован стандарт на код POCSAG (Post Office Code Standardization Group) и были сделаны предложения по его широкому внедрению для передачи тональных сообщений. В 1979 г. был опубликован код POCSAG для передачи цифровых и буквенно-цифровых сообщений со скоростью 512 бит/с, позже скорость была доведена до 1200 и 2400 бит/с. Код POCSAG был утвержден ITU-R в 1982 г. (рекомендация 584). Сегодня код POCSAG применяется в большинстве существующих СПРВ.

Требования к функциональному развитию сетей СПРВ, увеличению скорости передачи сообщений, а также интеграции национальных сетей СПРВ в транснациональные привели к необходимости разработки в рамках ETSI общеевропейского стандарта на СПРВ, получившего название ERMES (European Radio MEssaging System). Стандарт был одобрен в 1992 г.

К основным достоинствам СПРВ стандарта ERMES относятся:

- общая сеть для всех европейских стран и общеевропейский роуминг;
- общий радиоинтерфейс, обеспечивающий высокую емкость сети при передаче различных видов сообщений, включая текстовые, в узкой полосе частот;
- общая спецификация на приемники персонального радиовызыва.

Предусмотрена возможность интеграции с СПРВ стандарта POCSAG.

Новым направлением в развитии СПРВ является разработанный фирмой Motorola код FLEX и СПРВ на его основе. Основными достоинствами кода и СПРВ FLEX по отношению к СПРВ POCSAG являются: повышенная скорость передачи сообщений, большая емкость системы, улучшенные характеристики помехоустойчивости канала и обеспечение более экономичного режима работы пейджера. Фирмой представлены пейджеры, поддерживающие все три стандарта: POCSAG, ERMES и FLEX.

Внедрение СПРВ в нашей стране началось в 1980 г., когда в Москве в период летних Олимпийских игр была открыта СПРВ на основе оборудования фирмы Multi-Tone (Великобритания). В настоящее время работает целый ряд компаний-операторов пейджинговой связи.

12.4. СИСТЕМЫ БЕСПРОВОДНЫХ ТЕЛЕФОНОВ

Системы беспроводных телефонов (Cordless Telephony – СТ) общего пользования составляют значительную конкуренцию сотовым системам связи. Первоначально системы СТ были ориентированы на ограниченное по территории использование в условиях квартир и офисов. Позже они стали развиваться как системы общего пользования.

В 1985 г. СЕРТ предложила первый стандарт СТ1 на систему беспроводных телефонов в полосе частот 900 МГц с 40 дуплексными каналами с ЧРК. Низкое качество связи и отсутствие секретности передачи речевых сообщений явилось основанием к разработке систем цифровых беспроводных телефонов. Новый стандарт, получивший обозначение СТ2, был разработан в Великобритании, обеспечивал конфиденциальность переговоров и лучшее, чем СТ1, качество приема речевых сообщений. В стандарте

СТ2 применяется диапазон частот 864...868 МГц и организация дуплексной связи с ВРК. Стандарт СТ2 был принят за основу при создании систем Telepoint, предназначенных для общего доступа абонентов через радиопорты, установленные в городе, к телефонной сети общего пользования. Протокол радиоинтерфейса СТ2 был принят ETSI и получил обозначение ETS-300131.

В 1992 г. ETSI принял стандарт ETS-300175 на общеевропейскую систему беспроводных телефонов DECT, предназначенную для передачи речевых сообщений и данных в полосе частот 1880...1900 МГц.

В США компанией Bellcore разработана система беспроводной связи общего доступа стандарта PACS для участков диапазонов частот, выделенных FCC для сетей персональной связи: 1850...1910 МГц и 1930...1990 МГц. По функциональному назначению PACS является аналогом стандарта DECT, но ориентирована на использование в рамках принятого в США распределения спектра частот и концепции развития персональной связи, отличающихся от европейских.

Система беспроводной связи, основанная на использовании портативных телефонов, получившая обозначение PHS, разработана и успешно внедряется в Японии. PHS обеспечивает двухстороннюю беспроводную связь в рамках микросотовой архитектуры сети. Радиоинтерфейс PHS основан на применении временного разделения каналов и временного дуплексного разделения режимов приема и передачи. Рабочий диапазон частот 1895...1918 МГц.

Рассмотрим подробнее характеристики общеевропейской системы беспроводных телефонов стандарта DECT. Стандарт DECT (Digital European Cordless Telecommunications) был опубликован ETSI в 1992 г., а первые коммерческие продукты, соответствующие этому стандарту, появились в 1993 г. Первоначально они представляли собой в основном средства для построения беспроводных УАТС, а также обычные домашние беспроводные телефонные аппараты. Позднее появились другие приложения DECT, которые начали разрабатываться еще в процессе определения стандарта. В их состав вошли: средства систем местной радиосвязи (Radio in the Local Loop – RLL); системы, обеспечивающие беспроводный доступ к ресурсам сетей общего пользования для абонентов с ограниченной мобильностью (Cordless Terminal Mobility – CTM); средства, позволяющие аппаратуре DECT работать с сотовыми сетями (например, GSM).

Стандарт DECT разработан в соответствии с ЭМ ВОС. Особенностью стандарта является гарантия возможности «существования» систем связи на одной территории при отсутствии координации их работы и необходимости планирования частот, что требуется в обычных сотовых сетях. Стандарт DECT создавался

для удовлетворения сложной системы радиосвязи – беспроводной УАТС. Среда беспроводной УАТС характеризуется высокой плотностью трафика и строгими требованиями к качеству и конфиденциальности связи. Системы DECT в качестве алгоритма преобразования речи используют АДИКМ со скоростью передачи 32 кбит/с, что обеспечивает качество передачи речи такое же, как у стандартных стационарных телефонных сетей.

Системы стандарта DECT работают в диапазоне 1880...1900 МГц, который разбит на 10 частотных каналов. В каждом частотном канале данные передаются циклически в 24 канальных интервалах (КИ), т.е. используется принцип временного разделения каналов. В первой половине КИ осуществляется передача от базовой станции к портативным устройствам, а во второй половине – в обратном направлении, т.е. применяется организация дуплексной связи с временным разделением (TDD). Каждый из речевых каналов использует пару КИ, что означает возможность применения 120 речевых каналов (рис.12.5).

Механизм выбора каналов, известный как непрерывный динамический выбор канала (Continuous Dynamic Channel Selection – CDSC), позволяет системам функционировать «бок о бок» при отсутствии координирования их работы. Любое из портативных устройств стандарта DECT в принципе имеет доступ к любому из 120 каналов. Когда необходимо установить соединение, портативное устройство DECT выбирает канал, обеспечивающий наиболее качественную связь. После того как соединение установлено, данное устройство продолжает анализировать диапазон, и если обнаруживается канал, гарантирующий лучшее качество связи, то переключает соединение на него. Старое и новое соединение перекрываются во времени, что обеспечивает незаметное переключение. Благодаря применению CDSC в системах стандарта DECT не требуется планирование частот: решение этой проблемы перекладывается на портативное устройство связи.

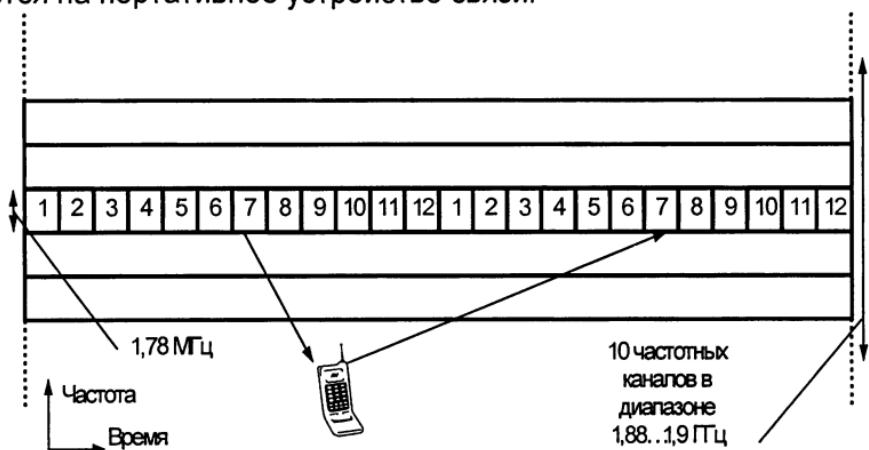


Рис. 12.5. Структура кадра системы DECT

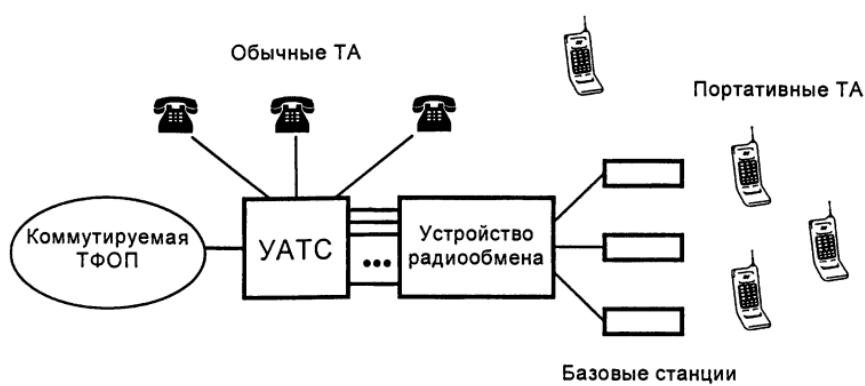


Рис. 12.6. Архитектура беспроводной УАТС стандарта DECT

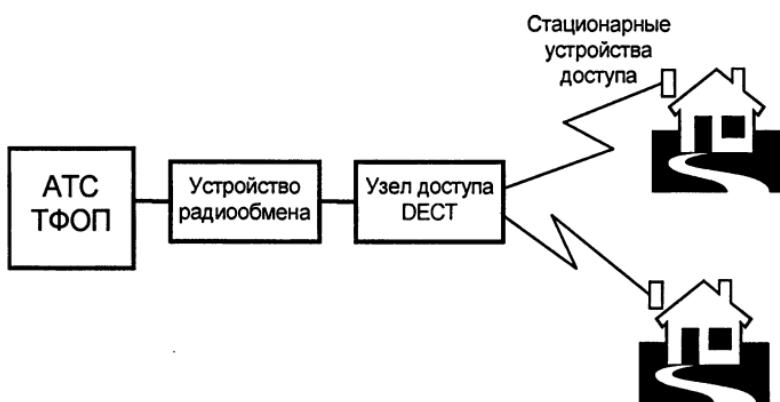


Рис. 12.7. Архитектура системы RLL стандарта DECT

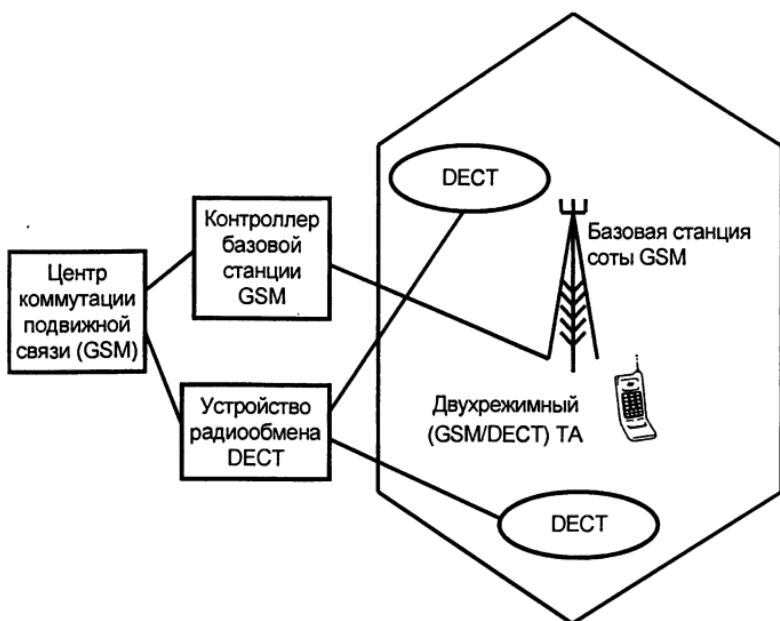


Рис. 12.8. Схема взаимодействия систем стандартов DECT и GSM: «островки» DECT расположены внутри ячеек (сот) GSM

Стандарт DECT предусматривает функции защиты, такие как шифрование и аутентификацию. В Европе DECT является обязательным стандартом. В США на основе DECT создается стандарт на средства связи, работающие в диапазоне 1850...1990 МГц, выделенных FCC для систем персональной связи (PCS).

Основные способы использования стандарта DECT показаны на рис.12.6, рис.12.7 и рис.12.8.

Список литературы к главе 12

1. **100 лет радио:** Сб. статей / Под ред. В.В. Мигулина, А.В. Гороховского. – М.: Радио и связь, 1995. – 384 с.
2. **Андианов В.И., Соколов А.В.** Средства мобильной связи. – СПб.: ВНВ-Санкт-Петербург, 1998. – 256 с.
3. **Горностаев Ю.М.** Мобильные системы 3-го поколения. – М., Межд. центр НТИ, 1998. – 164 с.
4. **Громаков Ю.А.** Стандарты и системы подвижной радиосвязи. – М.: Эко-Трендз, 1998.– 239 с.
5. **Концепция развития связи Российской Федерации /** В.Б. Булгак, Л.Е. Варакин, Ю.К. Ивашкевич и др.; Под ред. В.Б. Булгака, Л.Е. Варакина. – М.: Радио и связь, 1995. – 224 с.
6. **Невдяев Л.М.** Мобильная спутниковая связь: Справочник. – М.: МЦНТИ, 1998. – 155 с. – (Сер. изданий «Связь и бизнес»).
7. **Основы сотовой связи /** Под ред. Д.Б. Зимина. – М.: Радио и связь, 1998. – 248 с.
8. **Ратынский М.В.** Основы сотовой связи / Под ред. Д.Б. Зимина. – М.: Радио и связь, 1998. – 248 с.
9. **Соловьев А.А., Смирнов С.И.** Техническая энциклопедия пейджинговой связи. – М.: Эко-Трендз, 1998. – 169 с.

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АВУ	Абонентское высокочастотное уплотнение	БАЛ	Блок абонентских линий
АДИКМ	Адаптивная дифференциальная импульсно-кодовая модуляция	БД	Банк данных, база данных
АДМ	Адаптивная дельта-модуляция	бит/с	Единица измерения скорости передачи
АИМ	Амплитудно-импульсная модуляция	БСЛ	Блок соединительных линий
АЛ	Абонентская линия	БЧХ	Код Боуза–Чоудхури–Хоквингема
АМ	Амплитудная модуляция	В	Вольт, единица измерения напряжения
АМ-ОБП	Амплитудная модуляция с одной боковой полосой	ВГ	Вторичная группа
АМТС	Автоматическая между-городная телефонная станция	ВЗПС	Внутризоновая первичная сеть
АОН	Автоматическое определение номера	ВЛС	Воздушная линия связи
АОП	Аппаратура оперативного переключения	ВОЛС	Волоконно-оптическая линия связи
АТ	Абонентский телеграф	ВОС	Взаимодействие открытых систем
АТС	Автоматическая телефонная станция	ВОСП	Волоконно-оптическая система передачи
АТСДШ	Декадно-шаговая автоматическая телефонная станция	ВР	Выбирающая рейка
АТСК	Координатная автоматическая телефонная станция	ВРК	Временное разделение каналов
АТСКЭ	Квазиэлектронная автоматическая телефонная станция	ВС	Вторичная сеть
АТСЭ	Электронная автоматическая телефонная станция	ВСС	Взаимоувязанная сеть связи
АФМ	Амплитудно-фазовая модуляция	Вт	Ватт, единица измерения мощности
АЦ	Аналого-цифровое (преобразование)	ВЧ	Выделитель тактовой частоты
АЦО-ТВ	Аналого-цифровое оборудование для телевизионного сигнала	ВЭ	Высокие частоты
АЦО-ЧРКВ	Аналого-цифровое оборудование для вторичной группы систем с частотным разделением каналов	ВЭО	Высокая эллиптическая орбита
АЦП	Аналого-цифровой преобразователь	ГВЧ	Гипервысокие частоты
		ГГ	Генератор гармоник
		ГИ	Групповое искание
		ГКЭС	Государственная комиссия по электросвязи
		ГКРЧ	Государственная комиссия по распределению частот
		ГН	Генератор несущей
		ЛЭП	Линия электропередачи
		ГО	Генераторное оборудование

ГСО	Геостационарная орбита	МВВ	Мультиплексор ввода-вывода
ГТС	Городская телефонная сеть	МГС	Многократный герконо-вый соединитель
Гц	Герц, единица измерения частоты	МГТС	Московская городская телефонная сеть
Д	Детектор	МККТТ	Международный Консультативный Комитет по Телеграфии и Телефонии
дБ	Децибел, относительная логарифмическая единица	МКС	Многократный координатный соединитель
дБм	Децибел, единица измерения уровня передачи по мощности	МОС	Международная организация стандартизации
дБн	Децибел, единица измерения уровня передачи по напряжению	МПТВ	Многопрограммное телевидение
ДИ	Дискретная информация	МСП	Местная первичная сеть
ДМ	Дельта-модуляция	МСЭ	Международный союз электросвязи
ДС	Дифференциальная система	МСЭ-Р	Сектор радиосвязи
ДЧ	Делитель частоты	МСЭ-Т	Международного союза электросвязи
ДШИ	Декадно-шаговый искатель	МЧПИ	Телекоммуникационный сектор стандартизации
EACC	Единая автоматизированная сеть связи	НВО	Международного союза электросвязи
ЗВ	Звуковое вещание	НРП	Модифицированный код с чередующейся полярностью импульсов
ЗГ	Задающий генератор	НСД	Низковысотная орбита
ИКМ	Импульсно-кодовая модуляция	НТВ	Необслуживаемый регенерационный пункт
ИОС	Информационная обратная связь	НУП	Несанкционированный доступ
ИСЗ	Искусственный спутник Земли	НСД	Непосредственное телевизионное вещание
КАМ	Квадратурная амплитудная модуляция	НЧ	Необслуживаемый
КВП	Код высокой плотности единиц	ОАКТС	усилительный пункт
КВЧ	Крайневысокие частоты	ОАЛТ	Низкие частоты
КИ	Канальный интервал	ОВ	Общегосударственная
КК	Коаксиальный кабель	ОВЧ	автоматически коммутируемая телефонная
КП	Коммутационное поле	ОКС	сеть
КПД	Коэффициент полезного действия	Ом	Оконечная аппаратура
КПН	Комплект приема номера	ОВ	линейного тракта
КСС	Команда согласования скоростей	ОВЧ	Оптическое волокно
КУ	Коммутационный узел	ОКС	Очень высокие частоты
КЭ	Коммутационный элемент	ОМ	Общий канал
ЛИ	Линейноеискание	ОНЧ	сигнализации
ЛК	Линейный код	ОП	Единица измерения
ЛК	Линейный комплект		электрического
ЛР	Линейный регенератор		сопротивления
ЛС	Линия связи		Однополосная
МБ	Местная батарея		модуляция
			Очень низкие частоты
			Оконечный пункт

ОРП	Обслуживаемый регенерационный пункт	РТПС	Радиотелевизионная передающая станция
ОС	Обратная связь	РУ	Развязывающее устройство
ОС	Отклоняющая система	СВЧ	Сверхвысокие частоты
ОСС	Отрицательное согласование скоростей	СК	Симметричный кабель
ОСШ	Отношение сигнал/шум	СКК	Сеть с коммутацией каналов
ОУП	Обслуживаемый усилительный пункт	СКК	Сигнально-кодовая конструкция
ОФМ	Относительная фазовая модуляция	СКП	Сеть с коммутацией пакетов
ОЦК	Основной цифровой канал	СКС	Сеть с коммутацией сообщений
ПГ	Первичная группа	СЛ	Соединительная линия
ПИ	Предварительное искание	СМП	Сеть магистральная первичная
ППА	Приемомопередающая аппаратура	СНИ	Сонаправленный интерфейс
ПРПГ	Параллельная работа первичных групп	СП	Система передачи
ПРС	Промежуточная радиостанция	СПРВ	Система персонального радиозвызова
ПС	Первичная сеть	СРО	Светоразделительная оптика
ПС	Подстанция	СС	Синхросигнал
псоф	Псифометрическая единица измерения	СС	Самосинхронизирующийся скремблер
ПСП	Псевдослучайная последовательность	СС	Спутниковая связь
ПСС	Приемник синхросигнала	СС	Справочная служба
ПСС	Положительное согласование скоростей	ССПС	Сотовая система подвижной радиосвязи
ПСС	Подвижная спутниковая служба	СТС	Сельская телефонная сеть
ПУУ	Периферийное управляемое устройство	СУВ	Сигналы управления и взаимодействия
ПФ	Полосовой фильтр	СЦИ	Синхронная цифровая иерархия
ПЦИ	Плазмохронная цифровая иерархия	СЦС	Сверхциклический синхросигнал
ПЧ	Преобразователь частоты	СЧ	Средние частоты
ПЭВМ	Персональная электронно-вычислительная машина	ТА	Телефонный аппарат
рад/с	Единица измерения круговой частоты	ТВ	Телевидение
РАТС	Районная автоматическая телефонная станция	ТВЧ	Телевидение высокой четкости
Рег	Регистр	ТГ	Третичная группа
РК	Разделение каналов	ТФОП	Телефонная сеть общего пользования
РНИ	Разнонаправленный интерфейс	ТЧ	Тональная частота
РРЛ	Радиорелейная линия	УАТС	Учрежденческая автоматическая телефонная станция
РРС	Радиорелейная система	УВХ	Устройство выборки-хранения
РСС	Радиовещательная спутниковая служба	УВЧ	Ультравысокие частоты
		УОС	Управляющая обратная связь

УПТС	Учрежденческо-производственная телефонная станция	ЭВМ	Электронно-вычислительная машина
УР	Удерживающая рейка	ЭДС	Электродвижущая сила
УУ	Управляющее устройство	ЭМ	Эталонная модель
УЭ	Удерживающий электромагнит	ЭПЧ	Эффективно передаваемая полоса частот
Ф	Фарада, единица измерения	Эрл	Эрланг, единица измерения интенсивности нагрузки
ФАПЧ	Фазовая автоподстройка частоты	ЭУМ	Электронная управляющая машина
ФВ	Фазовращатель	AMI	Alternate Mark Inversion
ФВЧ	Фильтр верхних частот	ANSI	American National Standard Institute
ФИМ	Фазо-импульсная модуляция	ARQ	Automatic Repeat reQuest
ФМ	Фазовая модуляция	ATM	Asynchronous Transfer Mode
ФНЧ	Фильтр низких частот	AU	Administrative Unit
ФСС	Фиксированная спутниковая служба	AUG	Administrative Unit Group
ЦА	Цифрово-аналоговое (преобразование)	B-ISDN	Broadband Integrated Services Digital Network
ЦАП	Цифрово-аналоговый преобразователь	C	Container
ЦБ	Центральная батарея	CCFP	Common Control Fixed Part
ЦГИ	Интерфейс с центральным тактовым генератором	CCITT	Comite Consultatif International Telegraphique et Telephonique
ЦКП	Центр коммутации пакетов	CDCS	Continuous Dynamic Channel Selection
ЦКС	Центр коммутации сообщений	CDMA	Code Division Multiply Access
ЦСИО	Цифровая сеть интегрального обслуживания	CELP	Code-excited linear prediction
ЦСП	Цифровая система передачи	CEPT	Conference of European Posts and Telegraphs
ЦСС	Цикловой синхросигнал	CMI	Coded Mark Inversion
ЧГ	Четверичная группа	CRC	Cyclic Redundancy Check
ЧИМ	Частотно-импульсная модуляция	CT	Cordless Telephony
ЧМ	Частотная модуляция	CTM	Cordless Terminal Mobility
ЧММС	Частотная модуляция с минимальным сдвигом	DCS	Digital Communication Service
ЧНН	Час наибольшей нагрузки	DECT	Digital European Cordless Telecommunications
ЧПИ	Код с чередующейся полярностью импульсов	DS	Digital Signal
ЧРК	Частотное разделение каналов	DTMF	Dual Tone Multi Frequency
ШИ	Шаговый искатель	E&M	Ear and mouth
ШИМ	Широтно-импульсная модуляция	ECMA	European Computer Manufacturers Association
ШК	Шнуровой комплект	EIA	Electronic Industrial Association
		ERMES	European Radio MEssaging System
		ETSI	European Telecommunications Standards Institute

FCC	Federal Communication Commission	NRZ	Non Return to Zero
FDD	Frequency Division Duplex	NTSC	National Television System Committee
FDDI	Fiber Distributed Data Interface	OSI	Open System Interconnect
FDMA	Frequency Division Multiply Access	PAL	Phase Alternated Line
FEXT	Far end cross talk	PAMR	Public Access Mobile Radio
GSM	Global System for Mobile communications	PCM	Pulse Code Modulation
HDB	High-Density Bipolar	PCS	Personal Communication Service
HST	High Speed Technology	PDC	Personal Digital Communication
IAB	Internet Activities Board	PEP	Packetized Ensemble Protocol
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers	PMR	Professional Mobile Radio
IETF	Internet Engineering Task Force	POCSAG	Post Office Code Standardization Group
IN	Intelligent Network	POH	Path OverHead
IRTF	Internet Research Task Force	RFC	Request for Comments
ISDN	Integrated Services Digital Network	RLL	Radio in the Local Loop
ISO	International Standard Organization	RPE-LTP	Regular Pulse Excitation-Long Term Prediction
ITU	International Telecommunication Union	RSOH	Regenerator Section OverHead
ITU-D	Telecommunication Development Sector of International Telecommunication Union	RZ	Return to Zero
ITU-R	Radiocommunication Sector of International Telecommunication Union	SDH	Synchronous Digital Hierarchy
ITU-T	Telecommunication Standardization Sector of International Telecommunication Union	SECAM	SEquentiel Couleur A Memoire
JOEG	Joint Photographic Experts Group	SMS	Short Message Service
LAN	Local Area Network	SOH	Section OverHead
LD-CELP	Low delay code-excited linear prediction	SONET	Synchronous Optical NETwork
MAN	Metropolitan Area Network	SS7	Signaling system #7
MF	Multi Frequency	STM	Synchronous Transport Module
MOS	Mean Opinion Score	TCM	Trellis Coded Modulation
MPEG	Motion Picture Experts Group	TDMA	Time Division Multiply Access
MP-MLQ	Multipulse Maximum Likelihood Quantization	TIA	Telecommunication Industrial Association
MSOH	Multiplexer Section Over-Head	TP	Twisted pair
MTP	Ministry of Post and Telegraph	TU	Tributary Unit
NEXT	Near end cross talk	TUG	Tributary Unit Group
NMT	Nordic Mobil Telephone	UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
		UTP	Unshielded twisted pair
		VC	Virtual Container
		VSELP	Vector-sum-excited linear prediction

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие.....	3
Г л а в а 1. ОБЩИЕ ПОНЯТИЯ О ПЕРЕДАЧЕ ИНФОРМАЦИИ.....	5
1.1. Основные определения.....	5
1.2. Уровни передачи.....	6
1.3. Параметры и характеристики первичных сигналов.....	8
1.4. Обобщенная структурная схема систем электросвязи.....	11
1.5. Классификация видов электросвязи.....	12
1.6. Основные сведения о сетях электросвязи.....	13
1.7. Организации стандартизации в области телекоммуникаций	19
Список литературы к главе 1.....	21
Г л а в а 2. МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ.....	22
2.1. Представление сигналов и помех.....	22
2.2. Аналоговые методы модуляции.....	33
2.3. Цифровые методы модуляции.....	41
2.4. Сравнение различных видов модуляции.....	90
Список литературы к главе 2.....	95
Г л а в а 3. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЕ КОДИРОВАНИЕ И ПЕРЕМЕЖЕНИЕ.....	96
3.1. Принципы помехоустойчивого кодирования.....	96
3.2. Блоковые коды.....	98
3.3. Основные классы блоковых кодов.....	100
3.4. Вероятности ошибочного приема сообщения и двоичного символа (бита).....	104
3.5. Сверточные коды.....	106
3.6. Алгоритмы декодирования сверточных кодов.....	110
3.7. Каскадные коды.....	118
3.8. Методы перемежения.....	119
3.9. Автоматический запрос повторной передачи.....	123
Список литературы к главе 3.....	128
Г л а в а 4. МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА....	129
4.1. Основные методы и определения.....	129
4.2. Общая характеристика методов модуляции с расширением спектра.....	131
4.3. Псевдослучайные последовательности и их свойства.....	141
4.4. Помехоустойчивость систем связи, использующих модуляцию с расширением спектра.....	154
Список литературы к главе 4.....	166

Г л а в а 5. ОСНОВЫ ТЕОРИИ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ СООБЩЕНИЙ.....	168
5.1. СИСТЕМА МНОГОКАНАЛЬНОЙ СВЯЗИ.....	168
5.2. ЧАСТОТНОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ СИГНАЛОВ.....	170
5.3. ВРЕМЕННОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ КАНАЛОВ.....	173
5.4. РАЗДЕЛЕНИЕ СИГНАЛОВ ПО ФОРМЕ.....	176
5.5. ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ СВЯЗИ.....	177
Список литературы к главе 5.....	178
Г л а в а 6. ЛИНИИ СВЯЗИ.....	179
6.1. КАБЕЛЬНЫЕ И ВОЗДУШНЫЕ ЛИНИИ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПРОВОДНИКОВ.....	179
6.2. ПРОБЛЕМА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ.....	182
6.3. ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ ЛИНИИ СВЯЗИ.....	184
6.4. КАБЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ.....	188
6.5. РАДИОЛИНИИ.....	189
Список литературы к главе 6.....	191
Г л а в а 7. АНАЛОГОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ.....	192
7.1. ДВУСТОРОННЯЯ ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ.....	192
7.2. КАНАЛЫ СВЯЗИ.....	194
7.3. ФОРМИРОВАНИЕ СТАНДАРТНЫХ ГРУППОВЫХ СИГНАЛОВ.....	197
7.4. ОСНОВНЫЕ УЗЛЫ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ.....	200
7.5. МЕТОДЫ ОРГАНИЗАЦИИ ДВУСТОРОННИХ ТАКТОВ.....	201
7.6. КРАТКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ.....	202
Список литературы к главе 7.....	204
Г л а в а 8. ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ.....	205
8.1. ДИСКРЕТИЗАЦИЯ СИГНАЛОВ ВО ВРЕМЕНИ.....	205
8.2. КВАНТОВАНИЕ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ СИГНАЛА.....	207
8.3. КОДИРОВАНИЕ И ДЕКОДИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ.....	209
8.4. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА В АНАЛОГОВЫЙ.....	211
8.5. АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ И ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ....	211
8.6. МЕТОДЫ РАЗНОСТНОГО КВАНТОВАНИЯ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ.....	213
8.7. ПАРАМЕТРИЧЕСКОЕ КОМПАНИРОВАНИЕ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ.....	214
Список литературы к главе 8.....	216
Г л а в а 9. ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ.....	217
9.1. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ.....	217
9.2. ИЕРАРХИИ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ.....	218
9.3. ЕВРОПЕЙСКАЯ ПЛЕЗИОХРОННАЯ ЦИФРОВАЯ ИЕРАРХИЯ.....	219
9.4. СИНХРОННАЯ ЦИФРОВАЯ ИЕРАРХИЯ.....	227
9.5. КОДЫ ЛИНИИ.....	242
9.6. ИНТЕРФЕЙС G.703.....	251
9.7. ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ И ПЕРСПЕКТИВЫ ИХ РАЗВИТИЯ.....	254
Список литературы к главе 9.....	256

Г л а в а 10. СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ.....	257
10.1. Основные определения.....	257
10.2. Радиопередающие устройства.....	258
10.3. Радиоприемные устройства.....	259
10.4. Антенны и фидеры.....	260
10.5. Радиорелейные системы передачи.....	264
10.6. Тропосферные радиорелейные системы передачи.....	268
10.7. Системы передачи на декаметровых волнах.....	269
10.8. Передачи, использующие ионосферное рассеяние радиоволн и отражение от следов метеоров.....	269
10.9. Спутниковые системы связи.....	270
Список литературы к главе 10.....	274
Г л а в а 11. СИСТЕМЫ ТЕЛЕФОННОЙ СВЯЗИ И АВТОМАТИЧЕСКАЯ КОММУТАЦИЯ.....	275
11.1. Нумерация абонентских линий.....	275
11.2. Основы теории телефонного сообщения.....	276
11.3. Аппаратура передачи речи.....	278
11.4. Принципы построения систем коммутации.....	281
11.5. Коммутационные приборы.....	284
11.6. Принципы построения коммутационных полей.....	288
11.7. Управляющие устройства АТС.....	297
11.8. Телефонная сигнализация.....	298
Список литературы к главе 11.....	310
Г л а в а 12. СИСТЕМЫ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ.....	311
12.1. Профессиональные системы подвижной радиосвязи.....	311
12.2. Сотовые системы.....	313
12.3. Системы персонального радиовызова.....	321
12.4. Системы беспроводных телефонов.....	322
Список литературы к главе 12.....	326
Список принятых сокращений.....	327

Учебное издание

Гаранин Михаил Вячеславович
Журавлев Валерий Иванович
Кунегин Сергей Владимирович

СИСТЕМЫ И СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Учебное пособие

Редактор Н.Г. Давыдова
Технические редакторы И.Л. Ткаченко, Т.Н. Зыкина
Компьютерная верстка Р.А. Сафина

ИБ № 2900

ЛР № 010164 от 29.01.97

Сдано в набор 25.06.2001

Формат 60×90/16

Бумага офсетная

Усл.печ.л. 21,0

Подписано в печать 28.11.2001

Гарнитура Arial

Печать офсетная

Изд. № 24233

Зак. № 24

Тираж 3000 экз.

Издательство «Радио и связь», 103473 Москва, 2-й Щемиловский пер., 4/5

Типография издательства «Радио и связь», 103473 Москва, 2-й Щемиловский пер., 4/5

ISBN 5-256-01475-7

© Гаранин М.В., Журавлев В.И.,
Кунегин С.В., 2001

**НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
«РАДИО И СВЯЗЬ»**

предлагает новые книги по современным технологиям связи:

Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. - 480 с.:ил. – 200 руб.

Помимо практических расчетов и исследований достижений в области цифровой связи, автор представил также данные о рынке и дал прогнозы феноменального, беспримерного развития беспроводных систем в национальном и международном масштабе.

Прокис Дж. Цифровая связь: Пер. с англ. – 800 с.:ил.- 250 руб.

Представленная книга является своеобразной энциклопедией по цифровой связи известного американского ученого и специалиста. Привлекательной особенностью книги является также наличие задач, замыкающих главы.

Слепов Н.Н. Современные технологии цифровых и оптических сетей связи. - 468 с.:ил. – 250 руб.

Рассмотрены основные цифровые технологии современных глобальных сетей связи: PDH, SDH, SONET, ATM и WDM, а также оптические и солитонные технологии связи. В книге выделена отдельная глава, посвященная стандартам и терминологии синхронных цифровых сетей.

Шелухин О.И., Лукьянцев И.Ф. Цифровая обработка и передача речи. – 450 с. – 200 руб.:

Рассмотрены современные технологии связи: IP – телефония, ATM, Frame Relay, Internet, системы спутниковой связи (DAMA, PAMA), кодеры (CELP, LD-CELP, ACELP, MBE, MBEY), кодеры мобильных радиосистем (GSM, TETRA, ARCO-25).

Шахтарин Б.И. Случайные процессы в радиотехнике (Цикл лекций для студентов вузов). – 600 с.:ил. – 270 руб.

Книга профессора Шахтарина Б.И. призвана восполнить пробел в обеспечении соответствующих курсов вузов литературой по статистической радиотехнике, который образовался после выхода в свет последних фундаментальных монографий В.И. Тихонова (1982, 1991 гг) и Б.Р. Левина. (1885, 1989 гг).

Готовится к выходу в свет:

Маковеева М.М., Шинаков Ю.С. Системы и средства связи с подвижными объектами. Учебное пособие для вузов – 320 с.: ил.

Изложены основы теории и общие принципы построения систем связи с подвижными объектами, приведены функциональные схемы систем, станций и устройств формирования цифровых сигналов, передаваемых в этих системах, рассматриваются современные методы модуляции и демодуляции, анализируются их спектральная эффективность и помехоустойчивость.

Петраков А.В., Лагутин В.С. Защита абонентского телетрафика. – 504 с.: ил.

В систематизированном виде представлены материалы по современному абонентскому оборудованию и методам, устройствам и системам противодействия хищению и несанкционированному съему абонентского телетрафика.

**По вопросам приобретения и заказа литературы обращайтесь
в отдел реализации и маркетинга издательства «Радио и связь»:**

тел. (095) 978-54-10, факс (095) 978-53-51

Адрес: 103473 Москва, 2-й Щемиловский пер, 4/5