

М.В. ГИТЛИЦ  
А.Ю. ЛЕВ

Теоретические  
**ОСНОВЫ**  
многоканальной  
**СВЯЗИ**



ББК 32.883  
Г51  
УДК 624.395.4 (075)

Рецензенты О. Н. Порохов, Н. Г. Харатишвили

Редакция литературы по электросвязи

**Гитлиц М. В., Лев А. Ю.**

**Г51 Теоретические основы многоканальной связи: Учеб. пособие для вузов связи. — М.: Радио и связь, 1985. — 248 с., ил.**

В пер.: 90 к. 19000 экз.

Рассмотрены характеристики сигналов связи и каналов передачи, принципы разделения сигналов, влияние параметров каналов на передачу сигналов, вопросы помехоустойчивости и эффективности систем передачи. Проведено сравнение различных способов формирования многоканального сигнала. Большое внимание уделено цифровым методам модуляции — импульсно-кодовой, дифференциальной импульсно-кодовой, дельта-модуляции. В качестве иллюстрации приводятся конкретные технические решения.

Для студентов вузов связи.

240204000—200  
Г—046 (01)—85 87—85

ББК 32.883  
6Ф1

## **ПРЕДИСЛОВИЕ**

Многоканальные системы передачи, обеспечивающие организацию по одной линии связи большого числа одновременно и независимо действующих каналов, являются, наряду с устройствами коммутации, основой Единой автоматизированной сети связи страны (ЕАСС). Современные многоканальные системы передачи представляют собой комплекс сложных и разнообразных технических средств, осуществляющих преобразование, усиление и передачу сигналов электросвязи. Знание теоретических основ работы этих устройств необходимо для грамотной эксплуатации аппаратуры, проектирования магистралей связи, ее совершенствования и разработки.

Материал, изложенный в книге, является базой, на которой построено изучение таких специальных дисциплин, как "Многоканальные системы передачи", "Передача дискретной информации", "Радиорелейные линии связи", "Телевидение и передача изображений", "Основы многоканальной связи и РРЛ". При этом в книге основное внимание уделено принципиальным вопросам построения многоканальных систем передачи — методам формирования и разделения сигналов, свойствам каналов передачи, вопросам помехоустойчивости и эффективности систем передачи. Приведенные в отдельных случаях конкретные технические решения служат лишь для иллюстрации принципиальных положений.

Главы 1–7, § 10.1, 10.2 и 10.6 написаны А. Ю. Львом, гл. 3, 8, 9 и § 10.3, 10.4 и 10.5 — М. В. Гитлицом. В гл. 6 использованы материалы А. М. Иваницкого.

Предложения по книге следует направлять в издательство "Радио и связь" по адресу: 101000, Москва, Почтамт, а/я 693.

## ГЛАВА 1

### ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

#### 1.1 СООБЩЕНИЕ, СИГНАЛ, КАНАЛ. СИСТЕМА СВЯЗИ

Связь представляет собой процесс передачи сообщений от источника к получателю. Сообщением называют совокупность сведений о состоянии какого-либо материального объекта. Источник и получатель сообщений разделены некоторой средой, в которой источник образует возмущения, отображающие сообщение и воспринимаемые получателем. Физическая реальность, изменения которой в пространстве и во времени отображают передаваемое сообщение, называется *сигналом*. Например, при разговоре источником сообщений является голосовой аппарат человека, в качестве сигнала выступает изменяющееся в пространстве и во времени воздушное давление — акустические волны, а получателем служит человеческое ухо.

Эти определения полностью игнорируют смысловое содержание сообщений; внимание концентрируется лишь на описании множества состояний какого-либо физического объекта независимо от присущего (или приписываемого) этим состояниям смысла. Однако полнота и детальность сведений, которые необходимо доставить получателю, иными словами, требования к качеству связи, в значительной степени определяются смыслом, который придается сообщениям, и их важностью (ценностью) с точки зрения достижения некоторых целей.

Совокупность средств, обеспечивающих передачу сообщений от источника к получателю, называется *каналом связи*. В пункте передачи конкретное сообщение всегда является одним из ансамбля возможных сообщений. Выбранное для передачи сообщение, а следовательно, и соответствующий ему сигнал получателю заранее неизвестны. Поэтому сигнал, передаваемый в каждом конкретном случае, следует рассматривать как реализацию некоторого случайного процесса. Помимо передаваемого сигнала в канале всегда присутствуют сторонние возмущения различного происхождения, влияющие на полезный сигнал и мешающие точному воспроизведению сообщения у получателя. Эти сторонние возмущения называются *помехами*.



ми. В рассмотренном выше примере речевой связи (разговоре) помехами являются стук, шум, разговор других собеседников и т. д.

В современном обществе для передачи различного рода сообщений широко используются электрические сигналы — электромагнитные колебания, изменения параметров которых отображают передаваемые сообщения. Электрические сигналы имеют ряд существенных преимуществ перед сигналами другой физической природы — они могут передаваться на весьма большие расстояния, их форму можно преобразовывать сравнительно простыми техническими средствами, скорость их распространения близка к скорости света.

Передача сообщений посредством электрических сигналов называется э л е к т р о с в я з ь ю. Существуют различные виды электросвязи — телефонная, видеотелефонная, телеграфная, передача данных и др. Комплекс технических средств, обеспечивающих передачу сигналов электросвязи, называется с и с т е м о й э л е к т р о с в я з и.

В пункте передачи такой системы сигналы неэлектрической природы, порождаемые источником сообщений, должны быть преобразованы в электрические сигналы; в пункте приема должно происходить обратное преобразование электрических сигналов в сигналы, воспринимаемые получателем. При этих преобразованиях должно соблюдаться взаимно-однозначное соответствие между каждым из возможных сообщений и электрическим сигналом, переносящим это сообщение.

Устройство, формирующее в пункте передачи электрические сигналы, соответствующие передаваемым сообщениям, называется п е р в и ч н ы м п р е о б р а з о в а т е л е м п е р е д а ч и, а электрические сигналы, формируемые первичными преобразователями передачи, — п е р в и ч н ы м и с и г н а л а м и. Устройство в пункте приема, формирующее из электрического сигнала сигнал неэлектрической природы, называется п е р в и ч н ы м п р е о б р а з о в а т е л е м п р и е м а. Так, при передаче речевых сообщений (в системе телефонной связи) и звуковом вещании первичным преобразователем передачи является микрофон, первичным преобразователем приема — телефон или громкоговоритель; в телеграфии первичными преобразователями служат телеграфные аппараты (точнее, их передающая и приемная части); при передаче изображений (факсимильной связи и телевидении) — устройства электрооптического анализа и синтеза. Первичные преобразователи передачи и приема называются также о к о н е ч н ы м и а п п а р а т а м и или о к о н е ч н ы м и у с т р о й с т в а м и.

Каналом передачи называется совокупность технических средств и среды распространения, обеспечивающая передачу электромагнитных сигналов, ограниченных по мощности в определенной области частот, или с определенной скоростью передачи, а системой передачи называется совокупность технических средств, обеспечивающая формирование каналов передачи.

Источники сообщений и соответствующие сообщениям сигналы подразделяют на дискретные и непрерывные. Если источник сообщений в течение конечного промежутка времени может находиться в конечном числе состояний и, следовательно, множество сообщений, создаваемых за это время источником, конечно, такой источник называется дискретным. Дискретным является, например, источник, создающий сообщение в виде последовательности букв, цифр или вообще в виде последовательности любых символов (знаков), причем число этих символов конечно. Каждому из символов можно поставить в соответствие некоторое фиксированное значение сигнала, например, определенное значение электрического напряжения. В этом случае сигнал, отображающий дискретное сообщение, с математической точки зрения представляет собой кусочно-постоянную функцию с конечным множеством уровней, причем промежутки времени между моментами изменения значения уровня кратны некоторому интервалу  $t_T$ , который называется тактовым. Одна из возможных реализаций дискретного сигнала показана на рис. 1.1, а.

Непрерывным (аналоговым) называется источник, который за конечный интервал времени может создать бесконечное множество сообщений. Примерами непрерывных сообщений могут служить речь, музыка, изменения температуры некоторого объекта, изменения атмосферного давления и т. п. Непрерывные сообщения и соответствующие им сигналы представляют собой непрерывные функции времени (рис. 1.1, б).

Системы передачи дискретных сообщений называются дискретными; системы, используемые для передачи непрерывных сообщений, называются непрерывными, или аналоговыми.

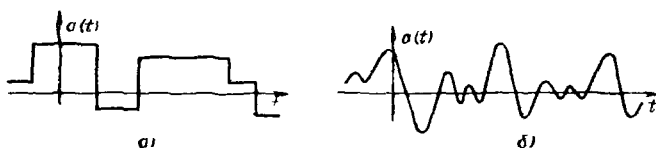


Рис. 1.1. Дискретный (а) и аналоговый (б) сигналы

В состав системы передачи, кроме аппаратуры, осуществляющей преобразование и усиление сигналов, входят устройства электропитания, телеуправления и телесигнализации, а также среда распространения, т.е. линии передачи — проводные или радиолнии. **Пр о в о д н ы м и** называются линии, в которых электромагнитные сигналы распространяются в пространстве вдоль непрерывной направляющей среды. К проводным относятся воздушные и кабельные линии, волноводы, световоды, а также сверхпроводящие кабельные линии связи, которые обладают рядом существенных достоинств и, по-видимому, найдут широкое применение. **В р а д и о л н и я х** сообщения передаются посредством радиоволн в открытом пространстве. В наземных радиорелейных линиях используются дециметровые и более короткие радиоволны; ретрансляция сигналов производится с помощью наземных приемопередающих станций. Все более широко применяются космические спутниковые радиолнии, в которых используются ретрансляционные космические станции, установленные на искусственных спутниках Земли.

Таким образом, система электросвязи представляет собой комплекс разнообразных и зачастую весьма сложных, взаимодействующих между собой электротехнических и радиоэлектронных устройств, предназначенных для формирования, передачи и приема электромагнитных сигналов, переносящих сообщения любого вида.

При передаче сигналы искажаются вследствие несовершенства (неидеальности характеристик) технических устройств; кроме того, на сигналы накладываются помехи. Системы передачи должны быть построены так, чтобы, несмотря на искажения и помехи, сообщение восстанавливалось с заданной точностью.

## 1.2. МНОГОКАНАЛЬНАЯ СВЯЗЬ

Наиболее дорогостоящей и громоздкой частью систем электрической связи являются линии передачи.

Применительно к проводным линиям вводится понятие цепи связи. **Ц е п ь ю с в я з и** называется совокупность расположенных в кабеле (кабельная цепь) или подвешенных на опорах (воздушная цепь) проводов, используемых для передачи одного электрического сигнала. В зависимости от числа проводов различают одно-, двух-, трех- и четырехпроводные цепи. При использовании радиолний аналогичным понятием является "ствол". В современных системах электрической связи используются преимущественно двух- и четырехпроводные цепи.

В подавляющем большинстве случаев, в силу технических и экономических соображений, возникает необходимость передавать по одной цепи (одному стволу) одновременно и независимо большое число сообщений, т.е. создавать в одной цепи большое число независимых каналов.

Системой  $N$ -канальной связи называется совокупность технических средств, обеспечивающих одновременную и независимую передачу сообщений от  $N$  источников к  $N$  получателям по одной цепи связи (одному стволу). К передатчику  $N$ -канальной системы связи подводятся первичные сигналы от  $N$  источников сообщений. Эти сигналы подвергаются специальной обработке и объединяются в общий групповой сигнал, направляемый в цепь связи. В приемной части системы из группового сигнала выделяются индивидуальные сигналы отдельных каналов, соответствующие передаваемым сообщениям.

При построении многоканальных систем связи одной из основных является задача разделения (селекции) сигналов. Известные в современной технике связи методы разделения сигналов можно разбить на две группы.

К первой группе относятся методы, не требующие преобразования формы первичных сигналов, поступающих на входы каналов  $N$ -канальной системы; разделение основывается на использовании так называемых развязывающих  $2N$ -полюсников. Их свойство заключается в том, что при подключении источника энергии к одной из пар полюсов тока, возникающие в ветвях схемы, создают отличающуюся от нуля разность потенциалов только в одной другой какой-либо паре полюсов, в то время как во всех остальных парах полюсов она остается равной нулю. Примером развязывающего  $2N$ -полюсника (при  $N = 2$ ) может служить уравновешенный мост. С помощью развязывающих  $2N$ -полюсников можно построить аппаратуру лишь с небольшим числом каналов, поэтому методы первой группы играют вспомогательную роль.

Методы второй группы требуют преобразования первичных сигналов, заключающегося в том, что в передающей части системы сигналы отдельных каналов наделяются некоторыми заранее обусловленными признаками, которые должны быть такими, чтобы в приемной части системы сигналы могли быть различены и разделены.

Структурная схема такой системы  $N$ -канальной связи представлена на рис. 1.2. Первичные сигналы  $a_1(t), a_2(t), \dots, a_N(t)$  поступающие в передающую часть системы, преобразуются устройствами  $M_1, M_2, \dots, M_N$ ; сигналы на выходах этих устройств  $v_1(t), v_2(t), \dots, v_N(t)$  называются канальными и

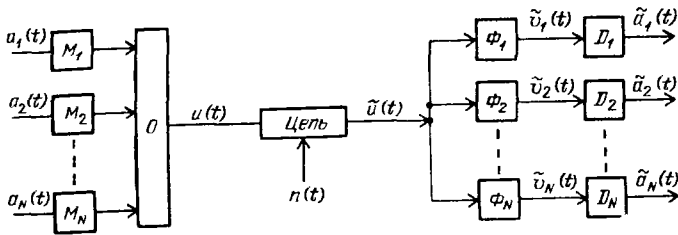


Рис. 1.2. Структурная схема многоканальной системы передачи

Для аналитического описания этого преобразования введем в рассмотрение операторы\*  $M_i$ ,  $i = 1, N$ , связывающие входные  $a_i(t)$  и выходные  $v_i(t)$  сигналы преобразователей  $M_i$ . Теперь можно записать

$$v_i(t) = M_i [a_i(t)]_{i=1}^N. \quad (1.1)$$

В процессе преобразования (1.1) необходимо решить две задачи. Во-первых, каждый из канальных сигналов  $v_i(t)$ ,  $i = 1, N$  нужно наделять совокупностью физических признаков (первый индекс — номер признака, второй — номер канала), отличающих его от остальных канальных сигналов; эти признаки (или параметры) можно назвать разделительными. Во-вторых, необходимо сформировать канальные сигналы так, чтобы в них содержались передаваемые сообщения, т.е. сведения о форме первичных сигналов, поступающих на входы каналов.

Групповой сигнал  $u(t)$  получается объединением канальных сигналов. Обозначим оператор объединения через  $O$ . Тогда

$$u(t) = O [v_i(t)]_{i=1}^N. \quad (1.2)$$

В частности, групповой сигнал можно получить суммированием канальных сигналов

$$u(t) = \sum_{i=1}^N v_i(t). \quad (1.3)$$

Такие системы назовем аддитивными. Системы, в которых для формирования группового сигнала применяются другие операции (не суммирование), будем называть комбинационными. В современной многоканальной связи используют в большинстве случаев аддитивные системы.

\* Оператор — математическое понятие, означающее соответствие между элементами двух множеств  $X$  и  $Y$ , относящее каждому элементу  $x$  множества  $X$  некоторый элемент  $y$  множества  $Y$ . Например, оператор дифференцирования  $d/dt$  ставит в соответствие каждой дифференцируемой функции  $x(t)$  ее производную  $y(t) : y(t) = dx(t)/dt$ .



Групповой сигнал, проходя через элементы системы передачи, претерпевает искажения — линейные и нелинейные. Кроме того, на сигнал накладываются помехи. Поэтому сигнал, поступающий на вход приемной части системы, отличается от сигнала  $u(t)$ . Введем следующие обозначения  $\tilde{u}(t)$  — сигнал на входе приемной части системы;  $L$  — оператор, характеризующий линейные искажения;  $Z$  — оператор, характеризующий нелинейные искажения;  $n(t)$  — аддитивная помеха.

Если искажения малы, т.е. мало отклонение  $\tilde{u}(t)$  от  $u(t)$ , то цепь можно представить в виде параллельного соединения двух четырехполюсников. Один из них вносит только линейные искажения, т.е. характеризуется оператором  $L$ , другой создает только нелинейные искажения и характеризуется оператором  $Z$ . Тогда

$$\tilde{u}(t) = L[u(t)] + Z[u(t)] + n(t) \quad (1.4)$$

Оператор  $L$  можно представить следующим образом. Если известна импульсная реакция цепи  $g_L(t)$ , то, используя интеграл Дюамеля, получим

$$L[u(t)] = \int_{-\infty}^t g_L(t - \tau) u(\tau) d\tau. \quad (1.5)$$

Если задана комплексная частотная характеристика (передаточная функция) цепи  $H_L(i\omega)$ , то обозначая спектр группового сигнала через  $S_u(i\omega)$ , получим спектр сигнала на выходе цепи  $\tilde{S}(i\omega) = S_u(i\omega)H_L(i\omega)$ . Переходя от спектра к функции времени, т.е. применяя обратное преобразование Фурье, находим

$$L[u(t)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_u(i\omega) H_L(i\omega) e^{i\omega t} d\omega. \quad (1.6)$$

Если линейных искажений нет, то  $H_L(i\omega) = 1$  и  $L[u(t)] = u(t)$ .

Выражения (1.5) и (1.6) характеризуют систему с постоянными параметрами (непараметрическую). Если параметры системы меняются во времени, т.е. имеют место мультипликативные помехи, то импульсная реакция имеет вид  $g_L(t, \tau)$ , а передаточная функция  $H_L(\omega, \tau)$ .

Оператор  $Z$  можно представить в различной форме. Одно из наиболее часто встречающихся представлений имеет вид

$$Z[u(t)] = a_2 u^2(t) + a_3 u^3(t) + \dots = \sum_{n=2}^{\infty} a_n u^n(t) \quad (1.7)$$

При отсутствии нелинейных искажений все  $a_n = 0$  и  $Z[u(t)] = 0$ .

Перейдем к описанию работы приемной части аппаратуры. Обозначим через  $\Phi_i$  операторы разделения (фильтрации) и через  $\tilde{v}_i(t)$  сигналы на выходах разделителей. С учетом этих обозначений

$$\tilde{v}_i(t) = \Phi_i [\tilde{u}_i(t)]. \quad (1.8)$$

Разделяющие (фильтрующие) устройства в приемнике могут быть как линейными, так и нелинейными четырехполюсниками соответственно операторы  $\Phi_i$  будут линейными или нелинейными\*. Система передачи называется линейной, или системой с линейным разделением каналов, если разделяющие устройства линейны; в противном случае система называется нелинейной.

Восстановление первичных сигналов производится с помощью устройств  $D_i$ . Вводя соответствующие операторы и обозначая через  $\tilde{a}_i(t)$  сигналы на выходах каналов, получаем

$$\tilde{a}_i(t) = D_i [\tilde{v}_i(t)]. \quad (1.9)$$

Ясно, что чем меньше сигнал  $\tilde{a}_i(t)$  на выходе  $i$ -го канала отличается от сигнала  $a_i(t)$  на его входе, тем выше качество связи. Целесообразно ввести некоторую численную оценку качества связи — некоторый критерий верности передачи, представляющий собой функционал от разности сигналов на входе и выходе канала.

$$\epsilon_i = F [a_i(t) - \tilde{a}_i(t)]^{**}.$$

Этот критерий, т. е. вид функционала  $F$  определяется теми требованиями, которые предъявляются к передаче данного вида сообщений. Так, при передаче аналоговых (непрерывных) сообщений часто применяют критерий среднеквадратического отклонения

$$\epsilon_i^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [a_i(t) - \tilde{a}_i(t)]^2 dt,$$

где  $T$  — длительность сигнала. При передаче дискретных сообщений критерием верности обычно служит вероятность ошибки  $\epsilon = P_{\text{ош}}$ , т. е. вероятность неправильного восстановления переданного символа. Такие способы оценки называются прямыми.

Возможен и другой подход к оценке качества связи — по характеристикам и параметрам каналов (частотным, амплитудным, величине уровня помех и т. д.). Такая оценка называется косвенной. Косвенные методы оценки более удобны в

\* Оператор  $A$  линеен, если  $A(a_1x_1 + a_2x_2) = a_1A[x_1] + a_2A[x_2]$ , где  $x_1$  и  $x_2$  — элементы линейного множества;  $a_1, a_2$  — постоянные коэффициенты.

\*\* Функционал — правило, ставящее в соответствие каждой функции  $f(x)$  из некоторой совокупности функций некоторое число  $\epsilon = F[f(x)]$ .

Например, определенный интеграл  $\epsilon = \int_a^b f(x) dx$  представляет собой функционал.

эксплуатации и поэтому широко применяются на практике. Прямые методы, как правило, более удобны в теоретических исследованиях.

Теперь можно определить основные задачи теории и техники многоканальной связи. При исследовании и разработке многоканальных систем связи обычно известны свойства первичных сигналов, число каналов системы и характеристики линии связи и помех, т.е. операторы  $L$ ,  $Z$  и статистические характеристики помехи  $n(t)$ . Теория многоканальной связи должна указать класс канальных сигналов, обеспечивающих принципиальную возможность их разделения, и определить вид операторов  $M$ ,  $O$ ,  $\Phi$  и  $D$ , т.е. свойства преобразователей передачи и приема и фильтрующих устройств. Задача проектирования (разработки) многоканальной системы состоит в подборе класса канальных сигналов и операторов  $M$ ,  $O$ ,  $\Phi$  и  $D$ , минимизирующих отклонение  $\tilde{a}_i(t)$  от  $a_i(t)$  с точки зрения принятого критерия верности  $\epsilon$ . Должны быть также указаны пути технической реализации соответствующих устройств.

В системах многоканальной связи кроме внешних помех возникают специфические внутренние помехи: вследствие неидеальности цепей и аппаратуры полное разделение канальных сигналов оказывается невозможным, появляются взаимные переходные влияния между каналами. Необходимо указать пути снижения этих влияний до допустимых значений.

Далеко не всегда удается решить задачу проектирования (разработки) многоканальной системы связи в такой общей постановке.

Часто вследствие сложности ее решают по частям — сначала выбирают класс канальных сигналов, операторы их формирования  $M_i$  и оператор объединения  $O$ , а затем, полагая известными свойства группового сигнала, находят операторы  $\Phi_i$  и  $D_i$ .

Системы многоканальной связи должны обеспечивать не только высокое качество связи, но и ее необходимую надежность. При этом требуемая дальность связи может достигать многих тысяч километров. Так, в соответствии с рекомендациями Международного консультативного комитета по телеграфии и телефонии (МККТТ), протяженность международного участка связи может достигать 25000 км. Важной задачей техники многоканальной связи является также достижение высокой экономической эффективности, которая оценивается стоимостью строительства и эксплуатации 1 км канала связи. В связи с этим может быть поставлена задача проектирования многоканальной системы, минимизирующей (при заданных качестве и дальности) этот показатель.

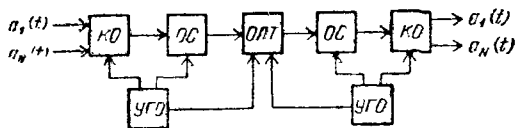


Рис 1.3. Унифицированные узлы аппаратуры

Таким образом, основная задача техники многоканальной связи сводится к созданию систем, обеспечивающих требуемое число каналов, качество, надежность, эффективность и дальность связи.

Современные многоканальные системы передачи состоят из трех основных частей. каналообразующего оборудования, оборудования линейного тракта и оборудования сопряжения (рис 1.3). Каналообразующее оборудование (КО) является унифицированным, оно предназначено для создания каналов с характеристиками, соответствующими определенным нормам

Оборудование линейного тракта (ОЛТ) – часть системы, в которой сигналы всех каналов объединены в групповой сигнал, имеющий согласованные с линией характеристики. Оборудование линейного тракта включает в себя устройства, устанавливаемые на оконечных станциях, линию передачи и оборудование промежуточных станций (например, промежуточные усилители на кабельных линиях связи), Оборудование сопряжения (ОС) является специфическим для каждой многоканальной системы, оно обеспечивает согласованное взаимное соединение каналообразующего оборудования с линейным трактом.

В состав многоканальной аппаратуры входит также оборудование, вырабатывающее вспомогательные электрические колебания, необходимые для работы системы связи – унифицированное генераторное оборудование (УГО)

### 1.3. ЕДИНАЯ АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СЕТЬ СВЯЗИ

Для удовлетворения потребностей всех отраслей народного хозяйства и населения в передаче телефонных, телеграфных и факсимильных сообщений, газет, телевизионного и звукового вещания и других сообщений между любыми пунктами страны служит Единая автоматизированная сеть связи, представляющая комплекс взаимодействующих между собой технических средств связи, распределенных на всей территории Советского Союза. Наряду с сетью вычислительных центров ЕАСС является базой Общегосударственной системы сбора и обработки информации для учета, планирования и управления народным хозяйством.

Единая автоматизированная система связи организационно и технически объединяет все средства электрической связи по проводным, радиорелейным, спутниковым и другим линиям передачи. Все соединения на сетях связи, контроль за их состоянием, выбор путей для передачи сообщений, т.е. все операции по управлению сетями должны быть автоматизированы. Единые жесткие нормы на каналы обеспечивают высокое качество и надежность связи, а также возможность выхода на международную сеть связи. По мере разработки и внедрения новых средств и систем связи единая автоматизированная система связи будет непрерывно развиваться и совершенствоваться.

Передача сигналов электросвязи, соответствующих сообщениям различной природы, осуществляется по типовым каналам и групповым трактам, которые создаются аппаратурой многоканальных систем передачи. На пересечениях линий передачи организуются сетевые узлы и станции, на которых устанавливается аппаратура, обеспечивающая создание и переключение каналов и групповых трактов, а также предоставление их потребителям. Таким образом образуется **п е р в и ч н а я с е т ь** ЕАСС — совокупность типовых каналов, групповых трактов, сетевых узлов и сетевых станций.

Территориально первичная сеть разделяется на местные, внутризонавые и магистральную сети. Местная первичная сеть располагается либо на территории города, либо сельского района. Внутризонавая первичная сеть обеспечивает соединение между собой местных первичных сетей некоторой сравнительно небольшой части территории страны. Магистральная первичная сеть располагается на территории всей страны и обеспечивает

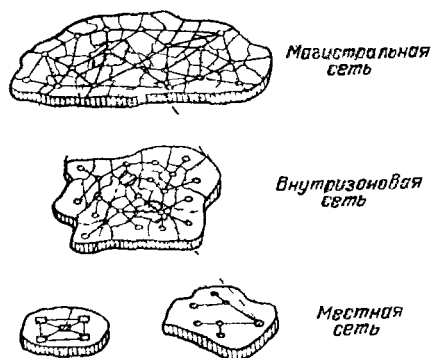


Рис. 1.4. Структура первичной сети связи



соединение между собой всех внутризональных первичных сетей. Максимальная протяженность связи достигает 13900 км, из которых 12500 км составляет участок магистральной сети. Рисунок 1.4 иллюстрирует принципы построения первичной сети.

Как видно из рис. 1.4, при установлении связи между большинством абонентов каналы, образованные на различных участках сети, должны быть соединены между собой в ее узлах. Таким образом организуется составной канал, который называют транзитным; соединение простых каналов в узлах сети называется транзитным или транзитом, т.е. участок цепи, на концах которого находятся оконечные устройства многоканальной аппаратуры, называется транзитным. Согласно схеме ЕАСС максимальное число транзитов каналов тональной частоты (ТЧ) на зональном участке сети составляет шесть; при выходе на магистральную сеть это число может достигать десяти.

В соответствии с нормами МККТТ в случае организации международных связей протяженность канала ТЧ между международными центрами коммутации может достигать 25000 км; максимальное число транзитов при этом (включая транзиты на национальных участках) составляет 11 (12 переключаемых участков по ТЧ). С учетом протяженности национальных участков сети дальность связи может достигать 40000 км.

При нормировании параметров и характеристик каналов передачи необходимо учитывать следующие особенности их использования в ЕАСС: каналы должны быть универсальными, т.е. пригодными для передачи любых сообщений, и организация связи в большинстве случаев невозможна без транзитных соединений. Вместе с тем нормы не должны быть чрезмерно жесткими, так как чем выше требования к каналам, тем дороже аппаратура.

На базе первичной сети создаются вторичные сети, отличающиеся способом построения, шириной полосы частот каналов, видом передаваемых сообщений, принадлежностью (государственная или ведомственная). Самой обширной и разветвленной является вторичная телефонная сеть, при построении которой территория страны разбивается на ряд зон, связанных магистральной (междугородной) сетью каналов ТЧ. Соединения абонентов внутри зоны и соединения между зонами должны осуществляться автоматически, набором номера. Каждой зоне присваивается трехзначный код, а внутри зоны вводится единая семизначная нумерация абонентов, поэтому зоной можно назвать территорию, на которой действует единая семизначная нумерация абонентов.

Кроме телефонной системы связи на базе первичной сети

организуются общегосударственные системы телеграфной сети (ОГСТГС), передачи данных (ОГСРД), факсимильной связи (ОГСФС), распределения телевизионных программ (ОГСРТП) и распределения программ звукового вещания (ОГСРПЗВ). Организуются также ведомственные сети.

В заключение еще раз отметим, что все типовые каналы и тракты передачи, используемые в этих сетях, создаются аппаратурой многоканальных систем передачи. При этом на различных участках первичной сети используются линии связи и многоканальные системы передачи, емкость которых соответствует потребностям этих участков. Наиболее мощные системы, использующие кабельные, радиорелейные и спутниковые линии связи и создающие тысячи и десятки тысяч каналов ТЧ, устанавливаются на магистральной сети. В перспективе намечается организация волоконно-оптических линий связи, на которых число каналов ТЧ будет исчисляться сотнями тысяч.

## Г Л А В А 2

### ПЕРВИЧНЫЕ СИГНАЛЫ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

#### 2.1. ОБЩИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ

Первичные сигналы, соответствующие сообщениям различной природы, представляют собой случайные процессы. Поэтому напомним некоторые понятия и определения из теории случайных процессов и теории информации, которые будут использованы в дальнейшем\*.

С л у ч а й н ы м п р о ц е с с о м называется функция аргумента  $t$ , значения которой являются случайными величинами. Случайные процессы характеризуются  $n$ -мерными функциями распределения вероятностей, причем тем полнее, чем больше  $n$ . Однако многомерные функции распределения вероятностей практически могут быть получены лишь в результате чрезвычайно сложной и трудоемкой обработки очень большого количества реализаций случайного процесса. Использование многомерных функций распределения для расчетов связано также с необходимостью выполнения сложных и громоздких выкла-

---

\* Следует иметь в виду, что термин "случайный процесс" в литературе относится как к физическому явлению, так и к его математическому описанию, т.е. к случайной функции времени. В зависимости от контекста этот термин нужно соотносить либо с реальным физическим явлением, либо с его математической моделью.

док. Вместе с тем ряд практически важных задач можно решать, зная более простые, хотя и менее полные характеристики случайного процесса — числовые характеристики или средние значения (математические ожидания).

Среднее значение  $M[a(t)] = \overline{a(t)}$  случайного процесса определяется выражением

$$\overline{a(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} x w(x, t) dx, \quad (2.1)$$

где  $w(x, t)$  — одномерная плотность вероятности, а черта над функцией означает усреднение по множеству. Аналогично можно найти среднее значение от квадрата случайного сигнала:

$$P_{\text{ср}}(t) = \overline{a^2(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 w(x, t) dx. \quad (2.2)$$

Величина  $P_{\text{ср}}(t)$  имеет физический смысл средней мощности, которую развивает случайный сигнал  $a(t)$  на резисторе сопротивлением 1 Ом в момент времени  $t$ . Положительное значение квадратного корня из этой величины называется среднеквадратическим значением случайного процесса:

$$\sigma(t) = \sqrt{P_{\text{ср}}(t)}. \quad (2.3)$$

Дисперсия случайного процесса, являющаяся мерой разброса его значений около среднего,

$$D[a(t)] = \overline{[a(t) - \overline{a(t)}]^2} = \int_{-\infty}^{\infty} [x - \overline{a(t)}]^2 w(x, t) dx; \quad (2.4)$$

если  $\overline{a(t)} = 0$ , то  $D[a(t)] = P_{\text{ср}}(t) = \sigma^2(t)$

Введенные выше средние значения приблизительно характеризуют случайный процесс в отдельные моменты времени, но не затрагивают связь между его значениями в различные моменты времени. Связь между значениями  $a(t_1)$  и  $a(t_2)$  оценивается корреляционной функцией

$$B(t_1, t_2) = \overline{[a(t_1)a(t_2)]} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 w(x_1, x_2, t_1, t_2) dx_1 dx_2. \quad (2.5)$$

где  $w(x_1, x_2, t_1, t_2)$  — двумерная плотность вероятности случайного процесса.

Большое значение в теории сигналов имеют стационарные (в широком смысле) эргодические случайные процессы. Стационарными называются случайные процессы, для которых одномерная функция распределения не зависит от времени  $w(x, t) = w(x)$ , а двумерная плотность вероятности зависит только от разности  $|t_2 - t_1| = \tau$ :  $w(x_1, x_2, t_1, t_2) = w(x_1, x_2, \tau)$ .

Из формул (2.1) и (2.2) следует, что среднее и среднеквадратическое значения стационарных процессов не зависят от времени, т. е. являются постоянными величинами, а из формулы (2.5) — что функция корреляции зависит только от  $\tau$ .

Свойство эргодичности состоит в том, что средние по множеству с вероятностью "единица" равны средним по времени,

взятым для любой реализации. Обозначая усреднение по времени волнистой линией сверху, свойство эргодичности можно записать в виде

$$\overline{a(t)} = \tilde{a}(\tilde{t}) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T a(t) dt = a; \quad (2.6)$$

$$P_{cp} = \sigma^2 = \overline{a^2(t)} = \tilde{a}^2(\tilde{t}) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T a^2(t) dt; \quad (2.7)$$

$$B(\tau) = \overline{a(t_1)a(t_2)} = \tilde{a}(\tilde{t}_1)\tilde{a}(\tilde{t}_2) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T a(t)a(t-\tau) dt. \quad (2.8)$$

Из выражений (2.7) и (2.8) видно, что при  $\tau = 0$ ,  $B(0) = \sigma^2$ . По физическому смыслу  $a$  — постоянная составляющая процесса,  $B(0) = \sigma^2$  — его полная мощность. Если  $a = 0$ , то, как следует из (2.4), дисперсия равна  $\sigma^2$ , т. е. мощности процесса.

В теории случайных процессов вводится весьма важное понятие энергетического спектра случайного процесса, определяемого по формуле

$$G(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} B(\tau) \cos \omega \tau d\tau, \quad (2.9)$$

т. е. функции, представляющей собой косинус-преобразование Фурье корреляционной функции. Можно записать обратное косинус-преобразование

$$B(\tau) = \int_0^{\infty} G(\omega) \cos \omega \tau d\omega. \quad (2.10)$$

Функция  $G(\omega)$  представляет собой спектральную плотность средней мощности процесса, т. е. мощность, заключенную в бесконечно малой полосе частот  $d\omega$ . Мощность, заключенную в конечной полосе частот между  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , определяют интегрированием функции  $G(\omega)$  в соответствующих пределах:

$$P_{1,2} = \int_{\omega_1}^{\omega_2} G(\omega) d\omega. \quad (2.11)$$

Теория стационарных процессов сравнительно проста. Но на практике приходится иметь дело и с процессами нестационарными: к ним относится ряд сигналов связи. Средние значения нестационарных процессов, полученные усреднением по множеству, являются функциями времени [см. (2.1) — (2.5)]. Для устранения этой зависимости следует произвести повторное усреднение, на этот раз по времени. Полученные таким образом значения характеризуют некий среднестатистический сигнал; их можно рассматривать как характеристики некоего стационарного эргодического случайного процесса, лишь "в среднем" соответствующего процессу нестационарному. Так,

чтобы найти такое среднестатистическое среднее значение  $a_{\text{ср}}$  нестационарного процесса, необходимо функцию  $\tilde{a}(t)$  полученную по формуле (2.1), усреднить по времени

$$a_{\text{ср}} = \overline{\tilde{a}(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T a(t) dt \quad (2.12)$$

Аналогично вычисляются средняя мощность  $P_{\text{ср}}$  и корреляционная функция  $B_{\text{ср}}(t)$  нестационарного процесса. Среднюю спектральную плотность нестационарного процесса  $G_{\text{ср}}(\omega)$  можно найти по формуле (2.9), подставляя в нее значение средней корреляционной функции

Мгновенная мощность сигналов связи может принимать различные значения в весьма широких пределах. Чтобы охарактеризовать эти пределы, вводят понятия динамического диапазона и пик-фактора сигналов. Динамический диапазон сигнала в децибелах определяется выражением

$$D_a = 10 \lg (P_{\text{max}}/P_{\text{min}}), \quad (2.13)$$

где  $P_{\text{max}}$  — максимальное, а  $P_{\text{min}}$  — минимальное значение мгновенной мощности. Под  $P_{\text{max}}$  обычно понимают значение мгновенной мощности сигнала, вероятность превышения которого достаточно мала (например, равна 0,01). О величине этой вероятности уславливаются для каждого конкретного сигнала. За минимальную мощность сигнала можно принять величину, равную допустимой среднеквадратической погрешности.

Пик-фактором сигнала  $Q$  называется отношение его максимальной мощности к средней. В логарифмических единицах

$$Q = 10 \lg (P_{\text{max}}/P_{\text{ср}}) \quad (2.14)$$

В некоторых случаях динамический диапазон и пик-фактор определяют не в логарифмических, а в абсолютных единицах (в "разах")

Весьма важным параметром сигнала является также количество информации  $I$ , переносимой им в единицу времени (информационная содержательность сигнала)

Рассмотрим сначала цифровые сигналы, которые, как было показано в § 1.2, представляют собой последовательности импульсов с детерминированным тактовым интервалом, амплитуды которых могут принимать некоторое конечное количество разрешенных значений (уровней). Введем следующие обозначения:  $l$  — число разрешенных уровней;  $T_T$  — период импульсной последовательности (тактовый интервал);  $F_T = 1/T_T$  — тактовая частота, численно равная скорости передачи, т.е. числу импульсов в секунду;  $p_i$  — вероятность появления сигнала с



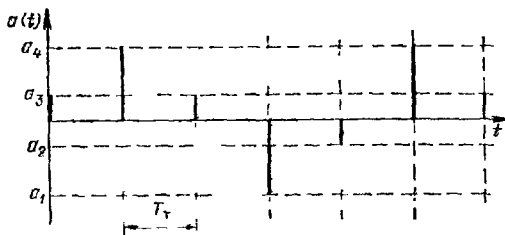


Рис. 2.1. Реализация цифрового сигнала при  $l = 4$

$i$ -м уровнем. На рис. 2.1 изображена реализация такого сигнала при  $l = 4$ .

Предположим, что импульсы с различными уровнями статистически независимы. В этом случае

$$I_{\text{ц}} = -F_{\text{T}} \sum_{i=1}^l p_i \log p_i, \quad (2.15)$$

где  $I_{\text{ц}}$  — количество информации, содержащейся в цифровом сигнале. Если импульсы различных уровней равновероятны, т.е. если  $P_i = 1/l$ , то

$$I_{\text{ц}} = F_{\text{T}} \log_2 l \quad (2.16)$$

Формула (2.16) дает оценку сверху информационной содержательности цифрового сигнала.

Перейдем теперь к аналоговым сигналам. При расчете среднего количества информации  $I_{\text{а}}$ , переносимой аналоговым сигналом за единицу времени (секунду), нужно иметь в виду следующие два принципиально важных обстоятельства

1. Спектр аналоговых первичных сигналов практически сосредоточен в некоторой ограниченной полосе частот от 0 до  $F_{\text{в}}$ . В соответствии с теоремой Котельникова такие сигналы (т.е. сигналы с ограниченным спектром) могут быть представлены последовательностью своих отсчетов (мгновенных значений), следующих друг за другом за другим интервал дискретизации  $T_{\text{д}} = 1/2F_{\text{в}}$ , т.е. с частотой дискретизации  $F_{\text{д}} = 2F_{\text{в}}$ .

2. Нет необходимости абсолютно точно воспроизводить у получателя значения отсчетов первичного сигнала; допустима некоторая погрешность воспроизведения, определяемая характером передаваемого сообщения и требуемым качеством связи, т.е. значением требуемого критерия верности. Обозначим через  $\tilde{a}(t)$  сигнал, обеспечивающий заданное качество связи. Тогда допустимая погрешность  $\epsilon(t) = a(t) - \tilde{a}(t)$ , а среднеквадратическое отклонение принятого сигнала от переданного

$$\epsilon^2 = \frac{1}{T} \int_0^T \{a(t) - \tilde{a}(t)\}^2 dt$$

где  $T$  – время передачи. Функцию  $\epsilon(t)$  можно рассматривать как своеобразную помеху, а среднеквадратическое отклонение  $\epsilon^2$  – как среднюю за время  $T$  мощность этой помехи  $P_\epsilon$ , допустимое значение которой может быть определено экспериментально для сообщений различного вида.

Учитывая эти два обстоятельства, аналоговый сигнал, не нарушая заданного качества связи, можно заменить цифровым сигналом – последовательностью импульсов, следующих друг за другом с частотой дискретизации  $F_d = 2F_B$ , и числом разрешенных уровней сигнала  $I_c$ , зависящим от отношения средней мощности сигнала  $P_{c,ср}$  к мощности помехи  $P_\epsilon$ . В курсе теории передача сигналов доказывается, что

$$I_c = \sqrt{1 + P_{c,ср}/P_\epsilon}.$$

Подставляя это выражение в (2.16) вместо  $I$ , найдем

$$I_a = F_B \log_2 (1 + P_{c,ср} P_\epsilon). \quad (2.17)$$

Формула (2.17) дает оценку сверху количеству информации, содержащейся в аналоговом сигнале.

## 2.2. ТЕЛЕФОННЫЙ (РЕЧЕВОЙ) СИГНАЛ

Звуки речи образуются в результате прохождения воздушного потока из легких через голосовые связки и полости рта и носа. Частота импульсов основного тона речи лежит в пределах от 50–80 Гц (очень низкий голос – бас) до 200–250 Гц (женские и детские голоса). Импульсы основного тона содержат большое число гармоник (до 40), причем амплитуды гармоник убывают с увеличением частоты со скоростью приблизительно 12 дБ/октава. При разговоре частота основного тона меняется в значительных пределах, особенно при переходах от гласных звуков к согласным и наоборот.

На рис. 2.2 приведены осциллограммы импульсов основного тона и изменений звукового давления вблизи рта, соответствующие главной букве "а". Там же показаны спектр импульсов основного тона, амплитудно-частотная характеристика речевого тракта и спектр излучаемого колебания.

Высокое качество телефонной передачи характеризуется рядом факторов: достаточным, не требующим напряжения слуха и голоса уровнем громкости, разборчивостью, естественным звучанием голоса, низким уровнем всевозможных помех. Эти факторы, имеющие субъективный характер, определяют требования к физическим характеристикам речевого сигнала и телефонного канала.

Речь является нестационарным случайным процессом. Пер-

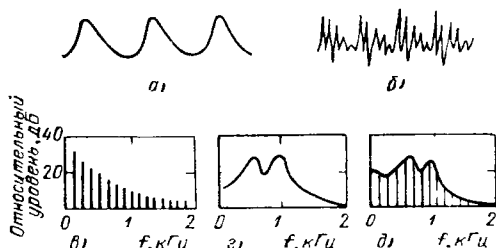


Рис 2.2. Речевые сигналы;

*а* — импульсы основного тона; *б* — излучаемые колебания; *в* — спектр импульсов основного тона, *г* — передаточная функция речевого тракта; *д* — спектр гласной "а"

вичные речевые сигналы, формируемые электроакустическими преобразователями — микрофонами, представляют собой реализации этого нестационарного процесса. Статистические характеристики речевого сигнала получают усреднением результатов измерений как по времени, так и по множеству. Приведем некоторые допущения и определения, применяемые МККТТ.

Мощность телефонного (речевого) сигнала во всех участках тракта считается активной. Обозначим через  $P_{\text{тпф}}$  мощность сигнала одного абонента, развиваемую на сопротивлении 1 Ом, усредненную за некоторое время наблюдения  $T_{\text{н}}$ . Величина

$$U = \sqrt{P_{\text{тпф}}} = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{н}}} \int_0^{T_{\text{н}}} C_{\text{тпф}}^2(t) dt} \quad (2.18)$$

называется действующим (среднеквадратическим) напряжением сигнала, а величина

$$y = 10 \lg(P_{\text{тпф}}/P_0) = 20 \lg(U/U_0) \quad (2.19)$$

— динамическим уровнем (волюмом) сигнала. Здесь  $P_0 = 1$  мВт,  $U_0 = 0,775$  В при сопротивлении нагрузки 600 Ом.

Согласно рекомендациям МККТТ динамический уровень сигнала (волюм) измеряется специальным вольтметром (волюмметром), обеспечивающим квадратичный закон суммирования колебаний различных частот; время интегрирования принимается равным 200 мс.

Одна из специфических особенностей телефонной связи состоит в том, что речевой сигнал поступает в канал связи не непрерывно. Отдельные слова и фразы разделяются паузами различной длительности. Кроме того, при двусторонней связи каждый из абонентов в среднем говорит лишь в течение 50% времени занятия канала. Для количественной оценки этой особенности вводится понятие коэффициента активнос-

ти телефонного источника  $\eta$ , равного отношению времени, в течение которого мощность сигнала на входе канала превышает заданное пороговое значение, к общему времени занятия канала для разговора. В качестве порогового принимают уровень, равный  $-40$  дБм. Массовое изучение телефонных сигналов показало, что средняя величина коэффициента активности  $\eta$  близка к  $0,25-0,35$ . Это значение используется в расчетах.

Большое количество исследований посвящено изучению одномерной функции распределения мгновенных значений речевого сигнала. Если не принимать во внимание распределение мгновенных значений в области пауз, то одномерная плотность вероятности речи может быть представлена в виде

$$w(u) = \frac{\eta K_a}{2\Gamma(a)U} (K_a \frac{|u|}{U})^{a-1} e^{-\frac{K_a|u|}{U}} + (1+\eta)\delta(u) \quad (2.20)$$

Здесь  $\eta$  — коэффициент активности;  $a > 0$  — параметр, зависящий от качества абонентского тракта, в основном от качества микрофона, причем для угольного микрофона  $a \approx 0,2$ ;  $K_a = \sqrt{a(a+1)}$ ,  $\Gamma(a)$  — гамма-функция,  $\delta(u)$  — дельта-функция Дирака.

Одномерная плотность вероятности динамических уровней (волюмов) различных абонентов близка к нормальной:

$$w(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} e^{-\frac{(y-y_0)^2}{2\sigma_y^2}} \quad (2.21)$$

Согласно данным МККТТ средняя мощность телефонного сигнала на интервалах активности составляет  $88$  мкВт в точке с нулевым измерительным уровнем. При этом  $y_0 = -10,6$  дБм; величина среднеквадратического отклонения волюма  $\sigma_y$  составляет  $4-5$  дБ. С учетом коэффициента активности  $\eta = 0,25$  средняя мощность телефонного сигнала в точке с нулевым измерительным уровнем в час наибольшей нагрузки (ЧНН) составит  $P_{cp} = \eta \cdot 88 = 22$  мкВт. Кроме речевых сигналов, в канал поступают сигналы управления — набора номера, вызова и т. д. С учетом этих сигналов принимают, что средняя мощность телефонного сигнала в точке с нулевым измерительным уровнем составляет  $32$  мкВт, что соответствует уровню  $P_{cp} = -15$  дБм. Динамический диапазон речевого сигнала  $D_p = 35-40$  дБ, пик-фактор  $Q \approx 14$  дБ. При этом максимальная мощность, вероятность превышения которой исчезающе мала, равна  $2220$  мкВт ( $+3,5$  дБм).

Энергетический спектр речевого сигнала представлен на рис. 2.3. Здесь  $\beta = 10 \lg (\Pi^2(f) / \Pi_0^2) \Delta f$ , где  $\Pi^2(f)$  — спектраль-

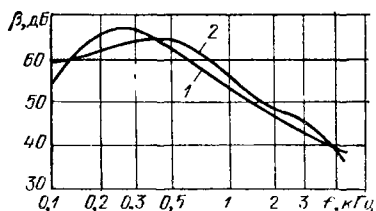


Рис. 2.3. Энергетический спектр речевого сигнала;  
1 — русская речь; 2 — английская речь

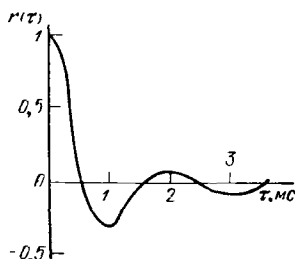


Рис. 2.4. Нормированная корреляционная функция речевого сигнала

ная плотность среднего квадрата звукового давления;  $P_0$  — порог слышимости\*;  $\Delta f = 1$  Гц. Из рис. 2.4 следует, что речь представляет собой широкополосный процесс, частотный спектр которого простирается от 50–100 до 8000–10000 Гц. Установлено, однако, что качество речи получается вполне удовлетворительным при ограничении спектра частотами 300 и 3400 Гц. Эти частоты приняты МККТТ в качестве границ эффективного спектра речи. При указанной полосе частот слоговая разборчивость составляет около 90 %, разборчивость фраз — более 99 % и сохраняется удовлетворительная натуральность звучания.

Зная энергетический спектр, с помощью косинус-преобразования Фурье можно найти корреляционную функцию речевого сигнала. На рис. 2.4 приведен график нормированной корреляционной функции речевого сигнала.

При передаче по каналам связи сигналы претерпевают искажения — линейные и нелинейные. В результате линейных искажений изменяются соотношения между фазами (фазо-частотные искажения) и амплитудами (амплитудно-частотные искажения) спектральных компонент; нелинейные искажения приводят к появлению гармоник и комбинационных частот. Существенно важная особенность слуха состоит в его малой чувствительности к фазо-частотным искажениям. Амплитудно-частотные искажения изменяют тембр речи и могут быть причиной потери натуральности звучания. Нелинейные искажения воспринимаются в виде характерных хрипов и существенно влияют на качество связи.

Важным показателем качества связи является мощность помех, поступающих на вход оконечного аппарата. При телефон-

\* Минимальное звуковое давление, которое начинает ощущаться человеком с нормальным слухом на частотах 600–800 Гц



ной связи равные по мощности помехи различной частоты оказывают различное влияние на качество связи вследствие частотной зависимости чувствительности уха. Чтобы учесть это различие, помехи при измерениях пропускают через специальный четырехполосник с частотной характеристикой, соответствующей чувствительности уха, — взвешивающий психофотметрический фильтр.

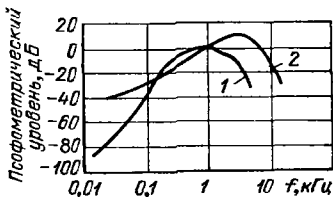


Рис. 2.5. Частотные характеристики психофотметрических фильтров:  
1 — для телефонной связи;  
2 — для вещания

Мощность помех, измеренную на выходе такого фильтра, называют п с о ф о м е т р и ч е с к о й. При расчетах учитывают психофотметрическую мощность помех. На рис. 2.5 показана частотная характеристика психофотметрического фильтра для телефонной связи (кривая 1). Средний по мощности уровень помех с равномерным спектром оказывается при психофотметрических измерениях в полосе частот 0,3—3,4 кГц на 2,5 дБ (или в 1,78 раза) меньше, чем при измерениях действующих значений. Значение 2,5 дБ (1,78) называют п с о ф о м е т р и ч е с к и м к о э ф ф и ц и е н т о м.

Влияние шумов на качество телефонной связи характеризуется следующими данными: при психофотметрической мощности шумов, равной 10000 пВт (в точке с нулевым измерительным уровнем), шумы едва различимы; при мощности 100000 пВт разборчивость еще достаточна; при мощности  $10^6$  пВт разборчивость речи затруднена и качество связи не удовлетворительное.

Перейдем теперь к оценке сверху количества информации, содержащейся в речевом сигнале. Для этого воспользуемся формулой (2.17), которую перепишем в виде

$$I_p = \eta \Delta F \log_2 (1 + P_{с.ср}/P_{ш}) \quad (2.22)$$

Здесь  $\Delta F = 3100$  Гц — эффективная ширина спектра речи;  $P_{с.ср} = 88$  мкВт — средняя мощность речевого сигнала на активных интервалах;  $\eta = 0,25$  — коэффициент активности;  $P_{ш}$  — допустимая невзвешенная мощность шумов. Величину  $P_{ш}$  найдем следующим образом. Как было указано выше, психофотметрическая мощность шумов, при которых еще обеспечивается удовлетворительное качество связи, равна 100000 пВт; с учетом психофотметрического коэффициента 2,5 дБ (1,78) допустимая невзвешенная мощность шумов составляет 178000 пВт. Подставляя эти значения в (2.22), получаем  $I_p = 8000$  бит/с.

### 2.3. СИГНАЛ ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ

Источниками звука при передаче программ вещания обычно являются музыкальные инструменты или голос человека. Первичные электрические сигналы вещательной передачи представляют собой реализации нестационарного случайного процесса.

Ниже приводится динамический диапазон сигналов вещательной передачи (в децибелах). При определении динамического диапазона максимальным считается уровень, вероятность превышения которого составляет 2%, а минимальным – уровень вероятности превышения которого равна 98%.

Речь диктора . . . . .	.25–35
Художественное чтение . . . . .	.40–50
Небольшие вокальные и инструментальные ансамбли . . . . .	.45–55
Симфонический оркестр . . . . .	до 65

Значение средней мощности сигнала вещания существенно зависит от интервала усреднения. В точке с нулевым измерительным уровнем средняя мощность сигнала вещания 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 составляет 8000 мкВт.

Частотный спектр сигнала вещания расположен в полосе частот от 15 до 20000 Гц. Однако в зависимости от требований к качеству воспроизведения полоса частот, отводимая для передачи сигналов вещания, может быть ограничена. Для достаточно высокого качества (каналы вещания первого класса) эффективная полоса частот должна составлять 0,05–10 кГц с амплитудно-частотными искажениями не более 4,3 дБ на краях по отношению к остаточному затуханию на частоте 0,8 кГц и с неравномерностью времени распространения 80 мс на частоте 0,05 кГц и 8 мс на частоте 10 кГц по отношению к минимальному значению времени распространения. Чтобы получить безукоризненное воспроизведение программ вещания, эффективная полоса частот должна составлять 0,03–15 кГц (каналы высшего класса).

Как и при телефонной связи, мощность помех в каналах вещания оценивается с помощью психометрического фильтра. Характеристика психометрического фильтра для вещания представлена кривой 2 на рис. 2.5. При белом шуме психометрический уровень помех оказывается на 6 дБ выше невзвешенного (эффективного) значения. В соответствии с рекомендацией МККТТ высокое качество воспроизведения программ веща-

ния в полосе частот 0,05–10 кГц обеспечивается при псофометрической мощности помех, не превышающей 16000 пВт в точке с нулевым измерительным уровнем ( $P_{\text{псоф}} = -48$  дБм0). Соответствующая этому значению невзвешенная мощность допустимых помех  $P_{\text{п}} = 4000$  пВт.

Подставляя в (2.15)  $\Delta F = 10\,000$  Гц,  $P_{\text{ср}} = 923$  мкВт и  $P_{\text{п}} = 4000$  пВт, получим оценку сверху количества информации, содержащейся в сигнале вещания:  $I_{\text{вещ}} = 180\,000$  бит/с.

#### 2.4. ФАКСИМИЛЬНЫЙ СИГНАЛ

Фа к с и м и л ь н о й с в я з ь ю называется передача неподвижных изображений (рисунков, чертежей, фотографий, текстов, газетных полос и т.д.) по каналу электрической связи. Первичные факсимильные сигналы получают в результате электрооптического анализа, заключающегося в преобразовании светового потока, отражаемого элементарными площадками изображения, в электрические сигналы. Эти площадки образуются фокусированием небольшого светового пятна, которое перемещается по поверхности изображения. В приемнике полученный электрический сигнал возбуждает какое-либо физическое воздействие, окрашивающее элементарные площадки носителя записи, в результате чего получается копия передаваемого изображения.

На рис. 2.6 показан один из возможных способов технической реализации электрооптического анализа и синтеза изображений. Бланк с передаваемым изображением накладывается на барабан Б передающего факсимильного аппарата. На поверхность изображения проецируется яркое световое пятно, перемещающееся вдоль оси барабана. При вращении барабана световое пятно по винтовой линии обегает его поверхность, осуществляя развертку изображения. Отраженный световой поток воздействует на фотозлемент (ФЭ), в результате чего в его цепи появляется изменяющийся во времени ток  $i_a(t)$ , мгновенное значение которого определяется оптической плотностью (отражающей способностью) элементов изображения. В приемной части факсимильного аппарата принятый сигнал подается на безынерционную газосветную лампу (ГЛ), интенсивность свечения которой пропорциональна мгновенному значению сигнала. Пучок света от этой лампы фокусируется на поверхность барабана приемного аппарата. На барабане закреплена светочувствитель-

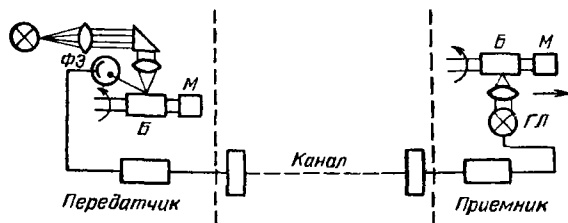


Рис. 2.6. Структурная схема факсимильного канала

ная бумага. Барабан вращается синхронно и синфазно с барабаном передатчика. Световое пятно от ГЛ перемещается вдоль оси барабана так же, как и в передатчике. В результате после проявления получается копия передаваемого изображения.

Частотный спектр первичного факсимильного сигнала определяется характером передаваемого изображения, скоростью развертки и размерами анализирующего пятна. Максимальную частоту рисунка первичного факсимильного сигнала  $f_{\text{рис}}$  можно рассчитать, полагая, что оригинал представляет собой чередующиеся черные и белые полосы, перпендикулярные направлению развертки, причем ширина этих полос равна ширине анализирующего пятна. В этом случае

$$f_{\text{рис}} = \pi DM / (120d), \quad (2.23)$$

где  $D$  — диаметр барабана, мм;  $M$  — частота вращения барабана, об/мин;  $d$  — ширина анализирующего пятна, мм.

Международный консультативный комитет рекомендует следующие значения параметров факсимильных аппаратов:  $M = 120, 90$  и  $60$  об/мин;  $D = 70$  мм и  $d = 0,15$  мм. Соответственно из (2.23) получаем  $f_{\text{рис}} = 1465$  Гц при  $M = 120$  об/мин;  $f_{\text{рис}} = 1100$  Гц при  $M = 90$  об/мин;  $f_{\text{рис}} = 732$  Гц при  $M = 60$  об/мин.

При передаче реальных изображений первичный сигнал получается сложной формы, энергетический спектр которого содержит частоты от 0 до  $f_{\text{рис}}$ . В зависимости от характера изображений они подразделяются на штриховые, содержащие две градации яркости, и полутонные. Динамический диапазон сигнала, соответствующего полутонному изображению, составляет приблизительно  $D \approx 25$  дБ.

Дадим оценку пик-фактора и информационной содержательности факсимильных сигналов. Пик-фактор сигнала определяется из выражения  $D = 20 \lg (U_{\text{max}}/U_{\text{cp}})$ , где  $U_{\text{max}}$  — максимальное и  $U_{\text{cp}}$  — среднеквадратическое значение сигнала. Предположим, что все градации яркости равновероятны, т.е. вероятность появления  $i$ -й градации  $p_i = 1/l$ , где  $l$  — количество градаций, обеспечивающее хорошее качество. Перенумеруем в порядке возрастания уровни сигнала, соответствующие различным градациям яркости; тогда напряжение  $i$ -го уровня будет  $U_i = U_{\text{max}} i/l$ , а среднеквадратическое значение сигнала

$$U_{\text{cp}}^2 = \sum_{i=1}^l U_i^2 p_i = \frac{U_{\text{max}}^2}{l^3} \sum_{i=1}^l i^2.$$

Известно, что  $\sum_{i=1}^l i^2 = l(l+1)(2l+1)/6$ , поэтому окончательно

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{cp}} &= \frac{U_{\text{max}}}{l} \sqrt{(l+1)(2l+1)/6}, \\ Q &= 20 \lg \frac{l}{\sqrt{(l+1)(2l+1)/6}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.24)$$

При  $l = 16$  пик-фактор  $Q = 4,5$  дБ.

Информационную содержательность факсимильного сигнала определим по формуле (2.15), полагая  $l = 2$  для штрихового изображения,

$l = 16$  для полутонного изображения и  $F_T = 2f_{\text{рис}}$ . В результате расчетов получим:  $I_{\text{факс}} = 2,93 \cdot 10^3$  бит/с для штрихового изображения при  $M = 120$  об/мин и  $I_{\text{факс}} = 11,7 \cdot 10^3$  бит/с для полутонного изображения при  $M = 120$  об/мин.

Наличие помех в канале приводит к появлению точек и загрязнений на воспроизводимом изображении. Качество связи оказывается удовлетворительным, если разность между максимальными уровнями факсимильного сигнала и помехи составляет приблизительно 35 дБ.

Одним из важнейших видов факсимильной связи является передача газет, т.е. изображений полос центральных и республиканских газет в пункты их децентрализованного печатания. Для передачи газет используются специальные высокоскоростные факсимильные аппараты, обеспечивающие высокое качество копий за счет существенного увеличения четкости — уменьшения ширины анализирующего пятна до 0,04 — 0,06 мм. При использовании аппаратуры "Газета-2" наивысшая частота рисунка составляет 180 кГц, а время передачи полосы 2,3—3,5 мин. Изображение газетной полосы является штриховым, т.е.  $l = 2$ . Следовательно, информационная содержательность соответствующего сигнала  $I_{\text{газ}} = 360$  кбит/с

## 2.5. ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ СИГНАЛ

При телевидении так же, как и при факсимильной связи, первичный сигнал формируется методом развертки. Согласно телевизионному стандарту, принятому в СССР, число строк  $z = 625$ . Передача движущихся изображений сводится к последовательной передаче кадров. В секунду передается  $n = 25$  кадров. Чтобы избежать мерцания изображения на экране приемной трубки (кинескопа), стандарт предусматривает чересстрочную развертку, при которой указанные 625 строк передаются в виде двух полукадров (каждый за 1/50 с). Первый полукадр — это последовательная передача нечетных строк, второй полукадр — передача четных строк. Число строк развертки в секунду  $M = nz = 15625$ , время передачи одной строки  $T_C = 64$  мс.

Во время смены строк и кадров развертывающий луч приемной трубки должен быть погашен. Кроме того, необходимо осуществить синхронизацию лучей приемной и передающей трубок. Таким образом, помимо сигнала изображения должны передаваться вспомогательные управляющие импульсы (гасящие и синхронизирующие). Электрический сигнал, включающий в себя сигнал изображения и управляющие импульсы, называется полным телевизионным сигналом.

Спектр телевизионного сигнала (видеосигнала) зависит от характера передаваемого изображения, но структура спектра определяется в основ-

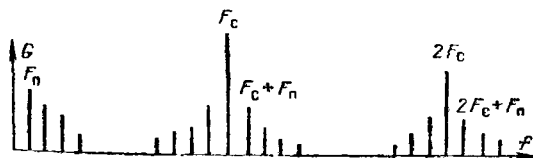


Рис. 2.7 Спектр амплитуд видеосигнала (неподвижное изображение)

ном разверткой. Анализ показывает, что спектр телевизионного сигнала характеризуется наличием "сгустков" энергии в областях, "окружающих" гармоники частоты строк  $F_c = 15625$  Гц. Для иллюстрации на рис. 2.7 показан вид спектра видеосигнала, полученного при развертке неподвижного изображения. Он дискретен, содержит постоянную составляющую, составляющие с частотами, кратными  $F_c$  и  $F_n = 50$  Гц (частота полукадров), и составляющие с частотами  $mF_c \pm nF_n$ ,  $m = 1, 2, 3$ ,  $n = 1, 2, 3$ .

С ростом частоты энергия спектральных составляющих видеосигнала убывает. В результате экспериментальных исследований установлено, что для черно-белых изображений почти вся мощность видеосигналов сосредоточена в области частот от 0 до 1,5 МГц, причем основная мощность сигнала сосредоточена в области до 200–300 кГц. Перепад уровней во всем спектре видеочастот достигает 38–40 дБ, причем на участке от 0 до 200 кГц изменение уровней составляет примерно 20 дБ. На участке от 0 до 300–500 кГц энергия сигнала концентрируется в узких областях вокруг гармоник частоты строк  $mF_c$ . В серединах промежутков между соседними гармониками  $mF_c$  и  $(m+1)F_c$  мощность сигнала ничтожно мала. С увеличением частоты эти области концентрации энергии "размываются". Наивысшая частота эффективной части спектра видеосигнала составляет 6 МГц.

В системах телевидения (ЦТ) передаваемое изображение расщепляется с помощью специальных светофильтров на три одноцветных изображения: красное ( $R$ ), зеленое ( $G$ ) и синее ( $B$ ). Красные, зеленые и синие лучи попадают каждый на свою передающую трубку, в результате чего образуются сигналы цветности  $E_R$ ,  $E_G$  и  $E_B$ . В приемном устройстве путем сложения трех одноцветных изображений воспроизводится передаваемое цветное изображение.

Цветное телевидение должно быть совместимым с черно-белым. Это означает, что, во-первых, цветные передачи должны приниматься в виде черно-белых на монохромные телевизоры и, во-вторых, черно-белые передачи должны приниматься на приемники ЦТ. Ширина спектра сигнала ЦТ должна быть такой же, как ширина спектра сигнала черно-белого телевидения, чтобы их передача могла осуществляться по одному и тем же каналам. Эти условия выполняются с помощью специальной обработки первичных сигналов  $E_R$ ,  $E_G$  и  $E_B$ . Из них формируется сигнал яркости  $E_Y = 0,3E_R + 0,59E_G + 0,11E_B$ . Он передается в полной полосе частот от 0 до 6 МГц и обеспечивает совместимость систем цветного и черно-белого телевидения. Для передачи цветов создаются два цветоразностных сигнала:  $E_{R-Y}$  и  $E_{B-Y}$ . Передача каждого из них осуществляется в полосе частот шириной 1,5 МГц.

В советско-французской системе ЦТ СЕКАМ формируются цветоразностные сигналы  $D_R = -1,9E_{R-Y}$  и  $D_B = 1,5E_{B-Y}$ . Такой выбор амплитуды и полярности сигналов обеспечивает компромисс между условиями оптимального кодирования и простотой приемника. Сигналы  $D_R$  и  $D_B$  передаются последовательно, чередуясь через строку, модулируя по частоте вспомогательные несущие колебания. При этом спектр цветоразностных сигналов "вписывается" в высокочастотную область сигнала яркости (рис. 2.8)

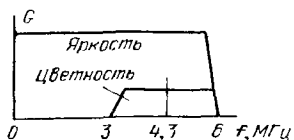


Рис. 2.8. Характер энергетического спектра видеосигнала цветного телевидения

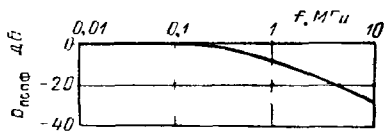


Рис. 2.9. Частотная характеристика взвешивающего фильтра для черно-белого телевидения

Рассмотрим вопрос о воздействии помех на качество изображения в телевизионной системе. Помехи вызывают на экране кинескопа светлые или темные штрихи и пятна. При значительных помехах изображение видно как бы сквозь пелену мерцающих светлых и темных точек. Сильные флуктуационные помехи уменьшают контрастность и четкость изображения, сокращая число различных градаций яркости. Помехи различной частоты проявляются различно вследствие частотной зависимости чувствительности глаза. В связи с этим при оценке мешающего действия помех их пропускают через специальный взвешивающий фильтр, частотная характеристика которого учитывает частотную зависимость чувствительности глаза. На рис. 2.9 приведена частотная характеристика взвешивающего фильтра для черно-белого телевидения. Эффективное значение уровня помехи с равномерным спектром на выходе такого фильтра будет на 9 дБ меньше, чем на его входе, при измерении в полосе частот от 0 до 6,0 МГц.

Отношение сигнал-помеха определяется как отношение размаха сигнала изображения к действующему напряжению помехи на выходе взвешивающего фильтра. Согласно рекомендации МККТТ защищенность телевизионного сигнала от взвешенной флуктуационной помехи должна быть не хуже 57 дБ. Для невзвешенной помехи с равномерным спектром защищенность должна быть не хуже 48 дБ. При таком отношении сигнал-помеха глаз различает на экране кинескопа около 100 градаций яркости. Исходя из этого, а также считая, что все градации яркости равновероятны, определим динамический диапазон, пик-фактор и информационную содержательность телевизионного сигнала;  $D = 20 \log I \approx 40$  дБ;  $Q = 20 \lg \frac{I}{\sqrt{(I+1)(2I+1)/6}} \approx 4,8$  дБ;  $I_{ТВ} = 2F_{max} \log_2 I \approx 80 \cdot 10^6$  бит/с.

## 2.6. ТЕЛЕГРАФНЫЙ СИГНАЛ И СИГНАЛ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Первичные телеграфные сигналы и сигналы передачи данных обычно имеют вид последовательностей двуполярных (рис. 2.10, а) или однополярных (рис. 2.10, б) прямоугольных импульсов. Длительность импульсов определяется скоростью передачи  $B$ , измеряемой в бодах (импульсах в секунду). Введем понятие тактовой частоты  $F_T = 1/T_{и}$ , которая численно равна скорости передачи  $B$ .

Вероятность появления положительных  $p(+A)$  и отрицатель-

ных  $p(-A)$  импульсов, а также статистические связи между импульсами определяются свойствами источника информации. Часто  $p(+A) = p(-A) = 0,5$  и импульсы последовательности статистически независимы. Энергетический спектр такого сигнала определяется выражением

$$G(\omega) = A^2 \frac{\tau_{и}}{\pi} \left( \frac{\sin(\omega\tau_{и}/2)}{\omega\tau_{и}/2} \right)^2. \quad (2.25)$$

Подставляя в (2.25)  $\omega = 2\pi f$ ,  $\tau_{и} = 1/F_T$  и обозначая нормированный спектр  $G\left(\frac{f}{F_T}\right) = \frac{\pi}{A^2} \frac{1}{\tau_{и}} G(\omega)$ , получим

$$G_H\left(\frac{f}{F_T}\right) = \left[ \frac{\sin \pi \frac{f}{F_T}}{\pi \frac{f}{F_T}} \right]^2.$$

График нормированного энергетического спектра телеграфного сигнала показан на рис. 2.11.

Определим минимальную полосу частот  $\Delta F$ , необходимую для передачи телеграфного сигнала. Выражение (2.25) показывает, что для неискаженной передачи последовательности прямоугольных импульсов необходима бесконечно широкая полоса частот, так как спектральная плотность сигнала не равна нулю на всей оси частот. Следует, однако, иметь в виду, что при передаче двоичных сигналов в приемнике нет необходимости восстанавливать импульсы без искажений, т. е. сохранять их форму. Для восстановления информации достаточно зафиксировать только знак импульса при двуполярном сигнале либо наличие или отсутствие импульса при однополярном сигнале. Исходя из этих условий и будем решать задачу определения  $\Delta F$ .

Пусть на вход идеального фильтра низкой частоты с частотной характеристикой

$$K(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{при } |\omega| < \omega_c, \\ 0 & \text{при } |\omega| > \omega_c \end{cases} \quad (2.26)$$

подается последовательность из двух прямоугольных импуль-

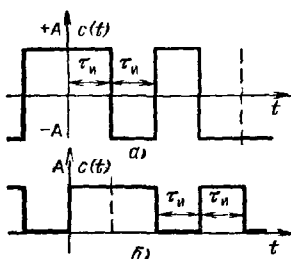


Рис. 2.10. Сигналы передачи данных и телеграфии

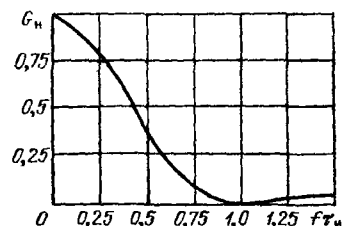


Рис. 2.11. Энергетический спектр двоичного сигнала



сов, показанных на рис. 2.12. Найдем сигнал на выходе фильтра при различных значениях частоты среза  $\omega_c = 2\pi f_c$ .

Сигнал  $a(t)$  можно представить аналитически:

$$a(t) = \sigma(t) - \sigma(t - \tau_H) + \sigma(t - 2\tau_H) - \sigma(t - 3\tau_H), \quad (2.27)$$

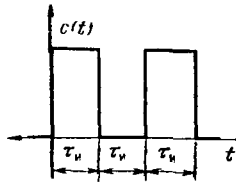


Рис. 2.12. К расчету полосы частот

где  $\sigma$  — единичный скачок (единичная функция):

$$\sigma(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0, \\ 1 & \text{при } t > 0. \end{cases} \quad (2.28)$$

Известно, что сигнал на выходе идеального фильтра с частотной характеристикой (2.26) при подаче на его вход единичного скачка (2.28) определяется выражением

$$h(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \text{si } \omega_c t, \quad (2.29)$$

где  $\text{si } z = \int_0^z \frac{\sin x}{x} dx$  — интегральный синус. Используя принцип суперпозиции, из (2.27) и (2.29) находим сигнал на выходе идеального фильтра:

$$a_2(t) = \frac{1}{\pi} [\text{si } \omega_c t - \text{si } \omega_c(t - \tau_H) + \text{si } \omega_c(t - 2\tau_H) - \text{si } \omega_c(t - 3\tau_H)]. \quad (2.30)$$

На рис. 2.13 сплошными линиями представлены графики функции  $a_2(t)$ , построенные по формуле (2.30) при различных зна-

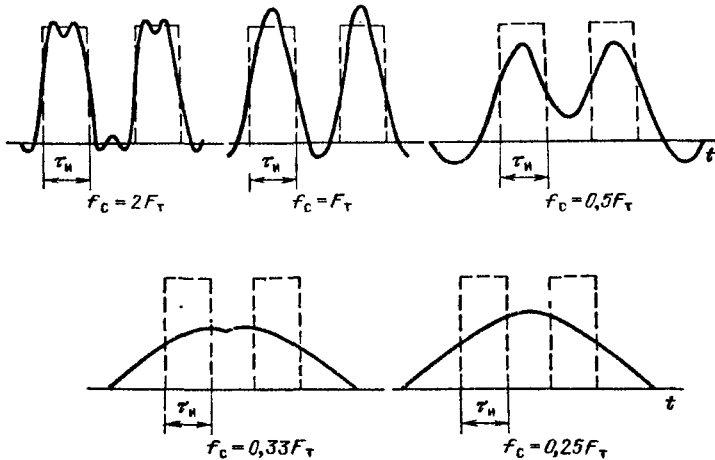


Рис. 2.13. Форма сигналов на выходе фильтра нижних частот

чениях частоты среза  $\omega_c$ . Наличие или отсутствие импульсов на выходе идеального фильтра низкой частоты с частотой среза  $f_c = \omega_c/2\pi$  можно уверенно зафиксировать при  $f_c = 1/2T_n = 0,5F_T = 0,5B$ .

Таким образом, если частотные характеристики канала связи приближаются к характеристикам идеального фильтра низкой частоты, то эффективная полоса частот двоичного сигнала составляет  $\Delta F = 0,5 F_T$ . При наличии частотных искажений в реальных каналах приходится несколько расширить полосу частот, отводимую для передачи импульсных сигналов. Часто принимают  $\Delta F = F_T = B$ .

## ГЛАВА 3

### МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ И ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ

#### 3.1. ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕДАЧИ НЕПРЕРЫВНЫХ, ИМПУЛЬСНЫХ И ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ

Задачей системы электросвязи является передача электрических сигналов. Как показано в гл. 1, в зависимости от характера передаваемой информации эти сигналы могут быть различными. Некоторые из них могут изменяться в произвольные моменты времени на любую, в том числе и сколь угодно малую величину (рис. 3.1). Такие сигналы называются непрерывными, или аналоговыми. Типичным примером аналогового сигнала является телефонный сигнал. Поскольку различие между двумя непрерывными сигналами может быть сколь угодно малым, то даже в том случае, когда диапазон возможных изменений мгновенных значений сигнала ограничен сверху ( $a_{max}$ ) и снизу ( $a_{min}$ ), а продолжительность его также не превышает некоторой величины  $t_{max}$ , число различных непрерывных сигналов, которые могут быть созданы одним и тем же источником, оказывается бесконечно большим. Любое изменение формы сигнала  $a_1$  превращает его в другой сигнал, например, в  $a_2$ . Поэтому если в процессе передачи непрерывный

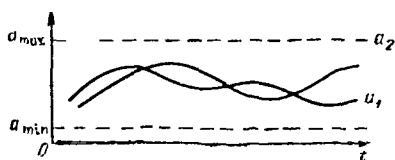


Рис. 3.1 Аналоговые сигналы

сигнал из-за действия помех или искажений изменит свою форму, то в пункте приема устранить эти искажения будет невозможно. Приемное устройство в данном случае не в состоянии определить, что воздействует на его вход:

неискаженный сигнал  $a_1$  или сигнал  $a_2$ , в который под действием помех или искажений превратился сигнал  $a_1$ . Если в процессе передачи на непрерывный сигнал воздействует несколько источников помех, то эти помехи суммируются. Иными словами, при передаче непрерывных сигналов происходит накопление помех и искажений, возникающих на разных этапах передачи и преобразования сигналов.

Импульсные сигналы с точки зрения особенностей их передачи могут быть разделены на две группы: непрерывные сигналы дискретного времени и дискретные сигналы непрерывного времени. К первой группе относятся сигналы с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ), ко второй — сигналы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), фазо (время)-импульсной модуляцией (ФИМ), частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ) и периодно-импульсной модуляцией (ПИМ). Подробно эти виды модуляции рассмотрены в гл.7. Здесь остановимся только на особенностях передачи сигналов с импульсной модуляцией.

Периодическая последовательность немодулированных импульсов показана на рис. 3.2 и характеризуется следующими параметрами: формой, описываемой некоторой функцией  $f(t)$ ; амплитудой  $A$ ; длительностью  $\tau$ , периодом  $T$  и частотой следования  $f_c = 1/T$ , сдвигом (фазой) импульсов относительно тактовых моментов  $t_i = iT, i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ . Отношение тактового интервала к длительности импульса называется с к в а ж и о с т ь ю импульсной последовательности  $Q = T/\tau$ .

В системах связи используют импульсы прямоугольной формы. В процессе модуляции первичные сообщения изменяют какой-либо из параметров периодического импульсного сигнала. В случае АИМ по закону модулирующего сигнала (рис. 3.3, а) изменяется амплитуда импульсов, т.е. АИМ сигнал характеризуется тем, что импульсы появляются в определенные тактовые моменты времени, но амплитуда их может принимать бесконечное множество возможных значений в пределах заданного диапазона. Поэтому если из-за действия помех в линии будут искажены амплитуда и моменты появления АИМ импульсов, то в пункте приема можно восстановить только период следования импульсов. Устранить влияние помех на их

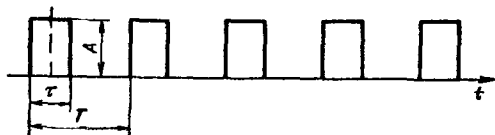


Рис. 3.2 Периодическая последовательность импульсов

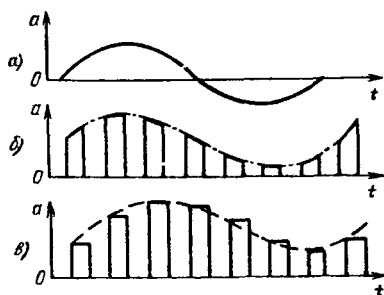


Рис. 3.3. Сигналы с амплитудно-импульсной модуляцией

*a* – модулирующий сигнал; *б* – АИМ-I  
*в* – АИМ-II

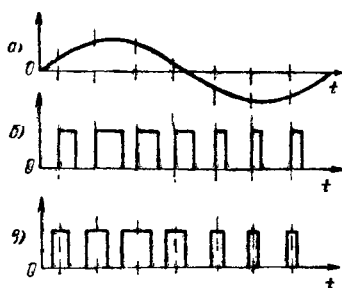


Рис. 3.4. Сигналы с широтно-импульсной модуляцией

*a* – модулирующий сигнал,  
*б* – с односторонней ШИМ; *в*  
с двусторонней ШИМ

амплитуду невозможно и, следовательно, при АИМ, как и при передаче аналоговых сигналов, происходит накопление помех.

Различают два рода амплитудно-импульсной модуляции АИМ-I и АИМ-II. При АИМ-I мгновенное значение амплитуды импульса изменяется в соответствии с изменением входного сигнала (рис. 3.3, б). При АИМ-II амплитуда импульсов определяется значением входного сигнала в тактовые моменты и остается постоянной во время передачи импульса (рис. 3.3, в). При больших значениях скважности различие между АИМ-I и АИМ-II невелико.

При ШИМ, ФИМ, ПИМ и ЧИМ амплитуда импульсов в процессе модуляции остается постоянной, а изменяется один из временных параметров импульсной последовательности. В случае ШИМ по закону сообщения (рис. 3.4 а) изменяется длительность импульсов. Бывает односторонняя (рис. 3.4, б) и двусторонняя (рис. 3.4, в) ШИМ. При односторонней ШИМ модулируется положение одного из фронтов импульсов, при двусторонней – относительно центра импульса симметрично смещаются оба фронта. При ФИМ (рис. 3.5, б) форма импульсов в процессе модуляции остается неизменной, а пропорционально мгновенному значению модулирующего сигнала (рис. 3.5, а) изменяется положение импульса в пределах тактового интервала. Наконец, ЧИМ и ПИМ (рис. 3.5, в и г) характеризуются тем, что в зависимости от мгновенного значения входного сигнала при ЧИМ изменяется частота следования импульсов, а при ПИМ их период.

Амплитуда ШИМ, ФИМ, ЧИМ и ПИМ сигналов постоянна и в процессе модуляции не меняется. Поэтому ее флуктуации из-за действия помех при передаче могут быть устранены в пункте

приема, в частности путем амплитудного ограничения. Искажения временных соотношений у передаваемых последовательностей невозможно устранить, а поскольку именно временные параметры импульсных сигналов являются у рассматриваемых видов модуляции информационными, т. е. несущими информацию о сообщении, то в случае использования ШИМ, ФИМ, ЧИМ и ПИМ также происходит накопление помех при передаче.

У дискретных сигналов, в отличие от аналоговых, информационный параметр изменяется только в определенные моменты времени  $t_1, t_2, \dots$ , принимая при этом одно из разрешенных значений  $a_1, a_2, \dots$ . Число разрешенных значений информационного параметра ограничено. Поэтому число сигналов, которые может создать источник во время передачи, оказывается конечным, а различие между двумя значениями информационного параметра не может быть меньше разности между двумя соседними разрешенными значениями.

Дискретные сигналы, имеющие форму видеоимпульсов, показаны на рис. 3.6. Они могут быть многоуровневыми (рис. 3.6, а), но более распространены двухуровневые, принимающие одно из двух возможных значений. Пример двухуровневых сигналов — телеграфный сигнал (рис. 3.6, б). Информационным параметром таких сигналов является амплитуда импульса. Характерная особенность, определяющая возможность помехоустойчивой передачи и приема дискретных сигналов, заключается в том, что форма передаваемых сигналов и моменты их появления (или отсутствия) в пункте приема известны заранее. Приемное устройство не должно, как в случае передачи аналоговых сигналов, определять форму передаваемых колебаний. В его задачу входит лишь установить, передавался или не передавался сигнал в заданный момент времени. Поэтому если в процессе передачи на дискретный сигнал наложится помеха, о которой заранее известно, что ее величина меньше половины интервала  $\Delta a$  между разрешенными значениями амплитуды импульсов, то такая помеха может быть обнаружена и отделена от сигнала. Процесс отделения сигнала от помехи и

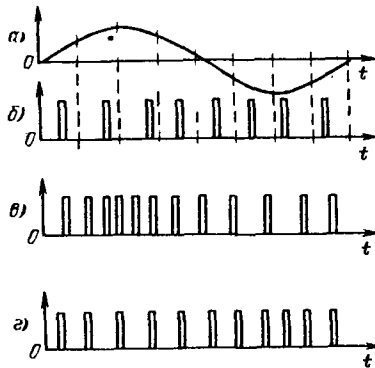


Рис. 3.5. Сигналы с импульсной модуляцией:

а — модулирующий сигнал; б — ФИМ; в — ЧИМ; г — ПИМ

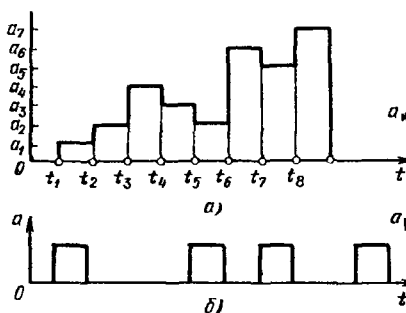


Рис. 3.6. Дискретные сигналы: а — многоуровневые; б — двухуровневые

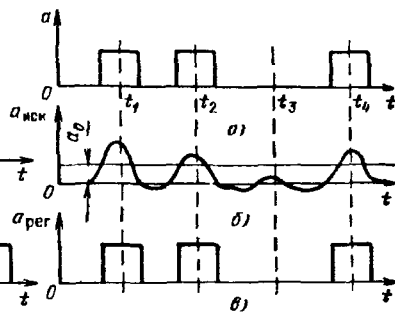


Рис. 3.7. Принцип регенерации: а — исходный сигнал; б — сигнал на входе регенератора; в — регенерированный сигнал

восстановления его формы называется регенерацией.

Принцип регенерации поясняется на рис. 3.7 для случая передачи двухуровневых сигналов. Исходный сигнал (рис. 3.7, а) при прохождении по линии искажения по форме, а помехи изменяют уровни отдельных посылок и создают импульсы напряжения в моменты, когда сигнал отсутствовал. Искаженный сигнал на входе регенератора показан на рис. 3.7, б. Он равен сумме прошедшего через линию передаваемого сигнала  $a$  и помехи  $\xi$ . Анализируя входное колебание, регенератор в каждый тактовый момент принимает решение о наличии на его входе суммы сигнала и помехи или только помехи. В первом случае регенератор формирует на выходе прямоугольный импульс, в котором полностью устранены все искажения формы, полученные при прохождении по линии. Такое решение принимается, если уровень входного сигнала оказывается больше некоторого порогового значения  $a_0$  (моменты  $t_1, t_2$  и  $t_4$  на рис. 3.7). Если  $a_{иск}$  оказывается меньше  $a_0$ , то принимается решение о наличии на входе регенератора только помехи, сигнал на выходе регенератора не формируется и помеха оказывается подавленной (момент  $t_3$  на рис. 3.7, в).

Вероятность ошибки при регенерации в большой степени зависит от значения порогового уровня  $a_0$ . Рассмотрим вопрос о его оптимальном выборе. Обозначим плотность вероятности распределения помехи  $\xi$  на входе регенератора как  $w_\xi(x)$ . Если сигнал представляет собой прямоугольный импульс с амплитудой  $A$ , график плотности вероятности суммы сигнала и помехи по форме не отличается от  $w_\xi(x)$ , но имеет среднее

значение, равное  $A$ , и описывается выражением  $w_{\xi}(x - A)$ . Графики  $w_{\xi}(x)$  и  $w_{\xi}(x - A)$  приведены на рис 3.8.

Можно показать, что минимум вероятности ошибки обеспечивается в том случае, если пороговое значение  $a_0$  выбрано в точке пересечения  $w_{\xi}(x)$  и  $w_{\xi}(x - A)$ . Действительно, при регенерации могут быть ошибки двух видов: ложный импульс и потеря импульса. Ложный импульс появляется, если уровень помехи превышает пороговый уровень. Вероятность этого события определяется площадью, ограниченной осью абсцисс и функцией  $w_{\xi}(x)$ , лежащей правее линии  $1 - 1'$  и проходящей через точку  $a_0$ . Потеря импульса происходит в том случае, если сумма сигнала и помехи окажется меньше порогового значения  $a_0$ . Вероятность такого события численно равна площади, ограниченной осью абсцисс и функцией  $w_{\xi}(x - A)$  и лежащей левее линии  $1 - 1'$ . Полная вероятность ошибки численно равна площади заштрихованной фигуры (см. рис. 3.8).

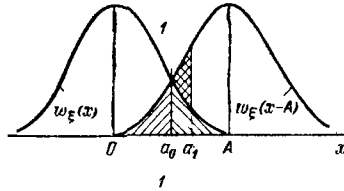


Рис. 3.8. Оценка вероятности ошибки при регенерации

Допустим, что порог решения выбран равным  $a_1 > a_0$ . Из рис. 3.8 видно, что вероятность появления ложных импульсов при этом уменьшится, а вероятность потери импульса возрастет. Суммарная вероятность ошибки возрастет на величину, численно равную площади фигуры, имеющей на рис. 3.8 двойную штриховку. Аналогичный результат получится и при выборе порога решения ниже  $a_0$ .

Таким образом, минимуму вероятности ошибки соответствует выбор порога в точке пересечения  $w_{\xi}(x)$  и  $w_{\xi}(x - A)$  В этой точке

$$x = a_0 \text{ и } w_{\xi}(a_0) = w_{\xi}(a_0 - A). \quad (3.1)$$

Считая, что  $w_{\xi}(x)$  — функция четная, из (3.1) получаем, что оптимальное пороговое значение, обеспечивающее минимум вероятности ошибки, равно половине амплитуды сигнала

$$a_0 = A/2. \quad (3.2)$$

Полная вероятность

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left( \int_{A/2}^{\infty} w_{\xi}(x) dx + \int_{-\infty}^{A/2} w_{\xi}(x - A) dx \right) = p \{ \xi > A/2 \}. \quad (3.3)$$

В системах многоканальной электросвязи источники помех распределены по линии передачи приблизительно равномерно. Поэтому, размещая регенераторы вдоль линии, можно перио-

дически производить регенерацию дискретного сигнала, а выбирая расстояние между регенераторами достаточно малым, можно обеспечить на входе регенератора такую величину отношения сигнал-помеха, при котором будет реализована практически любая, наперед заданная верность передачи. Это означает, что при передаче дискретных сигналов в принципе можно устранить влияние помех, в чем заключается важнейшее преимущество передачи дискретных сигналов по сравнению с передачей непрерывных сигналов.

Следует заметить, что чем больше помеха и чем больше уровень имеет передаваемый дискретный сигнал, тем чаще необходимо размещать регенераторы. С этой точки зрения наиболее благоприятной является передача двухуровневых сигналов.

Как было отмечено, число возможных значений первичных дискретных сигналов ограничено. Это дает возможность представить каждый такой сигнал определенной комбинацией кодовых символов (обычно двоичных) и передавать по каналам связи эти кодовые комбинации. В пункте приема эти кодовые комбинации расшифровываются и в соответствии с ними воссоздается исходный первичный сигнал. Указанный метод передачи дискретных сигналов называется цифровым, а представление дискретных сигналов в виде кодовых комбинаций называется кодированием. При двоичном кодировании используются комбинации двух символов — "0" и "1". В процессе передачи символ "1" может отображаться наличием импульса, символ "0" — его отсутствием либо передачей импульса противоположной полярности.

### 3.2. ДИСКРЕТНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ

Высокая помехоустойчивость цифровых методов передачи определяет целесообразность их применения для передачи любых сигналов, в том числе и непрерывных. Необходимым этапом при этом является преобразование непрерывных сигналов в дискретные, которое осуществляется путем дискретизации непрерывных сигналов во времени и квантования их по уровню. Последовательность осуществления этих операций принципиального значения не имеет.

Дискретизация сигналов заключается в замене непрерывного сигнала  $a(t)$  последовательностью его отсчетов. Допустимость дискретизации основана на теореме Котельникова, согласно которой непрерывный сигнал  $a(t)$ , имеющий спектр  $S(\omega)$ , ограниченный частотой  $\omega_B = 2\pi/F_B$ , полностью определяется отсчетами его мгновенных значений  $a(k\Delta t)$ , отстоящими на



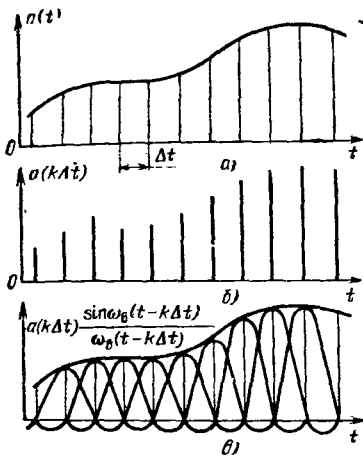
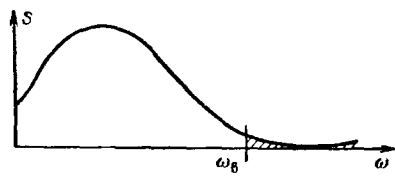


Рис. 3.9. Дискретизация непрерывных сигналов: а — исходный сигнал; б — сигнал на выходе дискретизатора; в — сигнал, восстановленный с помощью идеального ФНЧ

Рис. 3.10. К оценке погрешности дискретизации при неограниченном спектре входного сигнала



друг от друга на интервалы  $\Delta t \leq \frac{1}{2} F_B$ . Доказательство теоремы Котельникова основано на разложении функции с ограниченным спектром  $a(t)$  в ряд вида

$$a(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a(k\Delta t) \frac{\sin 2\pi F_B(t - k\Delta t)}{2\pi F_B(t - k\Delta t)}$$

Ряд представляет собой последовательность отсчетов сигнала  $a(k\Delta t)$ , умноженных на весовые функции типа  $\sin x/x$ . Поэтому для восстановления исходного сигнала  $a(t)$  (рис. 3.9, а) из последовательности его отсчетов (рис. 3.9, б) необходимо каждый отсчет  $a(k\Delta t)$  умножить на функцию вида  $\sin x/x$  и все произведения сложить (рис. 3.9, в). Если условия теоремы Котельникова соблюдены, то эта сумма в точности соответствует исходному сигналу. Из этого следует, что вместо передачи непрерывного сигнала  $a(t)$  достаточно передавать его отсчеты, частота следования которых равна удвоенной верхней граничной частоте спектра сигнала.

Бесовая функция  $\sin x/x$  с точностью до постоянного множителя совпадает с импульсной реакцией "идеального" фильтра нижних частот (ФНЧ) имеющего частоту среза  $F_B$ . Следовательно, при наличии такого фильтра восстановить исходный сигнал можно было бы, пропустив через фильтр последовательность отсчетов. Выходное колебание в данном случае будет точно соответствовать исходному сигналу.

Временная дискретизация непрерывных сигналов и восстановление их происходит с определенной погрешностью. Погрешность дискретизации связана, в первую очередь, с тем, что реальные сигналы имеют конечную

продолжительность и, вследствие этого, неограниченный спектр. Для того чтобы выбрать частоту дискретизации, приходится ограничивать спектр сигнала некоторой частотой  $\omega_B$  (рис. 3.10). При этом часть спектра сигнала оказывается отброшенной и не участвует впоследствии в восстановлении сигнала. Относительная среднеквадратическая погрешность  $\epsilon$  представления сигнала с бесконечным спектром рядом Котельникова определяется скоростью спада спектра за частотой  $\omega_B$  и лежит в пределах  $\Delta E/E \leq \epsilon \leq 3\Delta E/E$ , где  $E$  — полная энергия сигнала;  $\Delta E$  — энергия части спектра сигнала, расположенной выше частоты  $\omega_B$ . Частоту дискретизации выбирают таким образом, чтобы эта погрешность была достаточно малой.

Импульсная последовательность, полученная в результате дискретизации, представляет собой АИМ сигнал, закон изменения амплитуды которого соответствует исходному колебанию. Определим спектр этого сигнала.

Пусть стробирующий импульс  $r(t)$  осуществляет дискретизацию сигнала  $a(t)$  в тактовые моменты  $(t - k\Delta t)$ . Полученный в результате дискретизации сигнал описывается выражением

$$b(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a(t) r(t - k\Delta t) \quad (3.4)$$

Поскольку  $b(t)$  есть произведение двух функций, спектр его  $S_B(\omega)$  равен свертке спектров сомножителей. Спектр сигнала  $a(t)$  известен и равен  $S(\omega)$ . Спектр  $S_r(\omega)$  импульсной последовательности линейчатый и может быть записан в виде

$$S_r(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \delta(\omega - k\omega_D), \quad (3.5)$$

где  $c_k = \frac{\omega_D}{\pi} \int_0^{\tau} r(t) \exp(-jk\omega_D t) dt$ ,  $\tau$  — длительность импульса,  $\omega_D$  — частота дискретизации.

Составим свертку спектров  $S(\omega)$  и  $S_r(\omega)$

$$S_B(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S_r'(\eta) S(\omega - \eta) d\eta = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \delta(\eta - k\omega_D) S(\omega - \eta) d\eta. \quad (3.6)$$

Изменяя порядок интегрирования и суммирования, получим

$$S_B(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k S(\omega - k\omega_D) \quad (3.7)$$

Если дискретизация осуществляется бесконечно узкими импульсами, т. е.  $r(t) = \delta(t)$  — функция Дирака, определяемая выражениями

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty & \text{при } t = 0, \\ 0 & \text{при } t \neq 0, \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1, \end{cases}$$

$$c_k = \omega_D/2\pi \text{ и } S_B(\omega) = \frac{\omega_D}{2\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(\omega - k\omega_D). \quad (3.8)$$

При  $k = 0$

$$S_{\text{ВО}}(\omega) = \frac{\omega_{\text{Д}}}{2\pi} S(\omega). \quad (3.9)$$

Переходя в (3.9) к функциям времени, получаем

$$b_0(t) = \frac{\omega_{\text{Д}}}{2\pi} a(t). \quad (3.10)$$

Таким образом, выделив из спектра дискретизированного колебания низкочастотную составляющую, можно получить исходный первичный сигнал. Рассмотрим требования, предъявляемые к выбору частоты дискретизации, с точки зрения возможности выделения первичного сигнала при приеме за счет использования фильтрации низкочастотной части спектра. На рис. 3.11, а изображен спектр первичного сигнала в области положительных частот, а на рис. 3.11, б-г — спектры  $S_{\text{В}}(\omega)$  при разных соотношениях между  $\omega_{\text{В}}$  и  $\omega_{\text{Д}}$ . Если в соответствии с теоремой Котельникова выбрано  $\omega_{\text{Д}} = 2\omega_{\text{В}}$ , спектр дискретизированного сигнала имеет вид, показанный на рис. 3.11, б. Часть спектра, которая должна быть отфильтрована, на рисунке заштрихована. Видно, что при  $\omega_{\text{Д}} = 2\omega_{\text{В}}$  частоты  $\omega_{\text{В}}$  и  $\omega_{\text{Д}} - \omega_{\text{В}}$  совпадают и спектр первичного сигнала может быть отделен от нижней боковой АИМ сигнала, лежащей в диапазоне от  $\omega_{\text{Д}} - \omega_{\text{В}}$  до  $\omega_{\text{Д}}$ , только с помощью идеального ФНЧ. Такой фильтр, как извест-

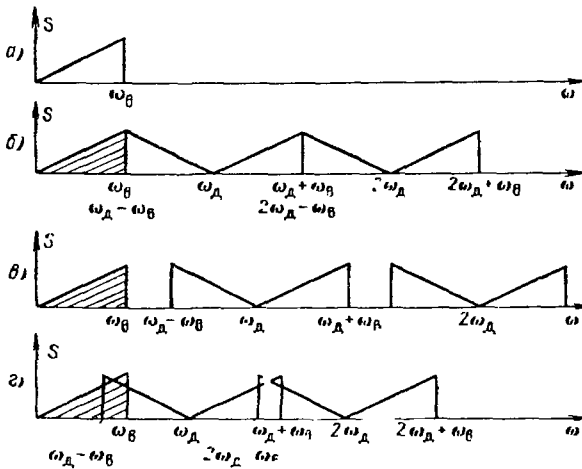


Рис. 3.11. Влияние частоты дискретизации на возможность восстановления сигнала с помощью фильтра:

а — спектр исходного сигнала; б — спектр АИМ сигнала при  $\omega_{\text{Д}} = 2\omega_{\text{В}}$ ;  
 в — спектр АИМ сигнала при  $\omega_{\text{Д}} > 2\omega_{\text{В}}$ ; г — спектр АИМ сигнала при  $\omega_{\text{Д}} < 2\omega_{\text{В}}$

но, физически нереализуем. Поэтому на практике выбирают  $\omega_d > 2\omega_b$ . Соответствующая этому случаю спектральная диаграмма приведена на рис. 3.11, в. В этом случае спектры  $0 \div \omega_b$  и  $(\omega_d - \omega_b) \div \omega_b$  разнесены и можно выделить первичный сигнал реального фильтра. Обычно принимают  $\omega_d = (2,3 \div 2,4) \omega_b$ . Так, при дискретизации телефонного сигнала со спектром  $0,3 \div 3,4$  кГц частоту дискретизации выбирают равной 8 кГц. Мощность сигнала на выходе ФНЧ зависит от длительности импульсов  $\tau$ , интервала между ними  $T$  и в  $\tau^2/T^2$  раз меньше мощности исходного сигнала.

При  $\omega_d < 2\omega_b$  спектры исходного и АИМ сигналов перекрываются (рис. 3.11, г) и их разделение невозможно. Попадание части спектра дискретизированного сигнала в полосу пропускания выходного ФНЧ приводит к появлению биений между полезным сигналом и составляющими спектра модулированного сигнала, лежащими в диапазоне частот от  $\omega_d - \omega_b$  до  $\omega_b$  и прошедшими через фильтр, и, следовательно, к неустраняемым искажениям. Во избежание этих искажений спектр первичного сигнала перед дискретизацией ограничивают по полосе, подавляя все составляющие выше частоты  $\omega_b$ .

Полученный в результате временной дискретизации АИМ сигнал является непрерывным по уровню. Для преобразования его в дискретный сигнал необходимо осуществить операцию квантования, которая состоит в замене непрерывной шкалы возможных мгновенных значений сигнала дискретной шкалой разрешенных уровней (шкалой квантования). В процессе квантования мгновенные значения непрерывного сигнала заменяются ближайшими разрешенными уровнями, так что квантование можно рассматривать как линейно-ломаную аппроксимацию непрерывных функций.

На рис. 3.12, а изображена непрерывная функция  $a(t)$  и аппроксимирующая ее квантованная функция  $a_{кв}(t)$ . Расстояние между ближайшими разрешенными уровнями  $\delta$  называется шагом квантования. Шкала квантования называется равномерной, если все шаги квантования равны между собой, и неравномерной, если шаг квантования по шкале непостоянный. Квантование сигналов сопровождается определенной погрешностью, которая тем меньше, чем меньше шаг квантования. Разность между исходным и квантованным сигналами называется шумом квантования. На рис. 3.12, б показан шум квантования  $\xi_{кв}$ , появившийся в результате квантования сигнала  $a(t)$ , изображенного на рис. 3.12, а. На рис. 3.13 приведена амплитудная характеристика квантующего устройства. Она имеет ступенчатую форму. При изменении входного сиг-

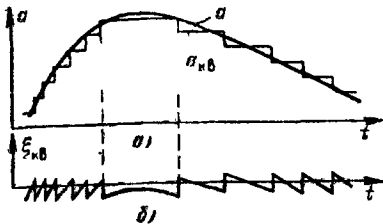


Рис. 3.12. Квантование непрерывного сигнала:

*a* — непрерывный и квантованный сигнал; *б* — шум квантования

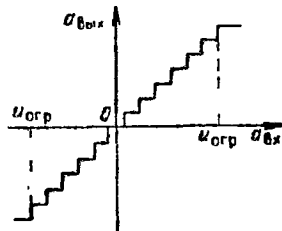


Рис. 3.13. Равномерная шкала квантования

нала в пределах одной ступени выходной сигнал остается постоянным, а при достижении границы этой ступени изменяется скачком на величину шага квантования.

Амплитудная характеристика квантующего устройства имеет две зоны — зону квантования при  $|a_{вх}| < |u_{огр}|$  и зону ограничения при  $|a_{вх}| > |u_{огр}|$ . Наличие зоны ограничения связано с конечным числом уровней квантования. При превышении входным сигналом порога ограничения  $u_{огр}$  квантованный сигнал остается неизменным. Разность между исходным и ограниченным сигналами называют шумом ограничения. Его величина зависит от уровня входного сигнала и может быть весьма малой. Шум квантования является основным источником искажений при передаче квантованных сигналов. Из рис. 3.13 видно, что амплитудная характеристика квантующего устройства нелинейная. Следовательно, в процессе квантования сигнал подвергается нелинейному преобразованию, а шумы квантования и ограничения являются продуктами детерминированного нелинейного преобразования. Поэтому более правильно при квантовании говорить не о шумах квантования и ограничения, а об искажениях квантования и ограничения, подчеркивая этим неслучайный, зависящий от вида амплитудной характеристики квантующего устройства, характер искажений сигнала. Тем не менее в литературе закрепились термины "шум квантования" и "шум ограничения", которые и будут в дальнейшем использоваться.

Допустимость квантования сигналов основана на том, что все реальные сообщения целесообразно передавать с определенной точностью. Так, зрительный и слуховой аппараты человека обладают пороговыми свойствами. Слушатель, например, способен различать изменения интенсивности звука только в том случае, если они не менее 1 дБ. В диапазоне яркостей от белого

до черного глаз человека различает всего около 100 градаций. Передавать звук и изображение с точностью большей, чем это будет замечено при субъективном восприятии, не имеет смысла.

Итак, восприятию звука и света свойственны пороговые ограничения снизу и сверху. Зритель (слушатель) способен различать две градации яркости (два уровня громкости) только в том случае, если разница между ними превышает некоторое пороговое значение. Передавать видеосигналы и звуковые сигналы с точностью, большей, чем это пороговое значение, нецелесообразно.

Любое измерение с заданной точностью по существу сопровождается квантованием. Если, например, измеряется непрерывное напряжение с точностью до 1 В, то это означает квантование (округление) измеренной величины с шагом в 1 В, измерение с точностью до 0,1 В означает квантование с таким шагом и т. д. Следовательно, допустимость квантования определяется пороговыми свойствами ощущений и конечной требуемой точностью измерения физических величин. Выбор шага квантования определяется требованиями к точности передачи сигнала.

При квантовании АИМ колебания, полученного в результате дискретизации непрерывного сигнала  $a(t)$ , на выходе квантующего устройства образуется квантованный АИМ сигнал, у которого амплитуды импульсов принимают конечное число разрешенных значений. Квантованный АИМ сигнал является дискретным и для его передачи могут быть использованы цифровые методы.

### 3.3. МЕТОДЫ ЦИФРОВОЙ МОДУЛЯЦИИ

Различают три метода цифрового представления непрерывных сигналов (цифровой модуляции) — импульсно-кодovou модуляцию (ИКМ), разностную ИКМ, или ИКМ с предсказанием и дельта-модуляцию. Частный случай ИКМ с предсказанием — дифференциальная ИКМ (ДИКМ). Во всех случаях процедура цифровой модуляции состоит из трех операций: дискретизации, квантования и кодирования. Дискретизация и квантование осуществляются на основе принципов, изложенных в § 3.2, а именно, дискретизация с соблюдением условий теоремы Котельникова, а квантование — исходя из допустимого уровня шумов квантования. В то же время каждый метод цифровой модуляции обладает определенными особенностями, рассмотрению которых посвящен этот параграф.

**Импульсно-коддовая модуляция.** Это наиболее распространенный метод цифровой модуляции. Дискретизация и квантование при ИКМ аналогичны описанным в § 3.2. На рис. 3.14 пока-

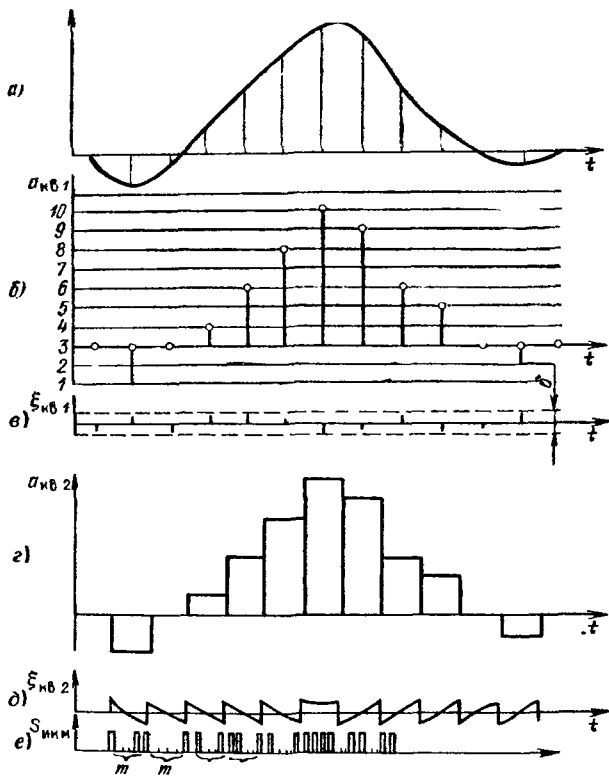


Рис. 3.14. Принцип ИКМ:

*a* — дискретизация непрерывного сигнала; *б* — квантованный АИМ сигнал при бесконечно малой длительности импульсов; *в* — шум квантования для случая *б*; *г* — квантованный АИМ сигнал при длительности импульсов, равной тактовому интервалу; *д* — шум квантования для случая *г*; *е* — ИКМ сигнал

зана форма сигнала на различных этапах преобразования в ИКМ. Непрерывный сигнал (рис. 3.14, *a*) после дискретизации и квантования превращается в показанную на рис. 3.14, *б* последовательность импульсов с квантованной амплитудой. Последовательность импульсов шумов квантования изображена на рис. 3.14, *в*, откуда видно, что амплитуда этих импульсов тем больше, чем больше шаг квантования. Если длительность квантованных импульсов затянута на весь тактовый интервал (рис. 3.14, *г*), то форма шума квантования отличается от показанной на рис. 3.14, *в* и имеет вид быстропеременной функции (рис. 3.14, *д*).

Квантованный АИМ сигнал является дискретным, и хотя в принципе возможна его непосредственная передача по каналам связи, из-за относительно большой вероятности ошибки при регенерации многоуровневого сигнала в случае высокого уровня помех, такая передача нецелесообразна. Поэтому в системах ИКМ многоуровневый сигнал в процессе кодирования преобразуется в двоичный. Кодирование состоит в замене по определенному правилу каждого из импульсов с квантованной амплитудой кодовой группой двоичных символов. Для этого разрешенные уровни можно пронумеровать, приняв в качестве нулевого отсчета уровень, соответствующий  $u_{огр}$ , а затем поставить в соответствие каждому номеру определенную кодовую комбинацию.

Если кодовая группа содержит  $m$  символов "0" или "1", то с помощью такого  $m$ -разрядного кода можно закодировать  $N = 2^m$ .

$$(3.11)$$

Так, при  $m = 5$   $N = 32$ , при  $m = 6$   $N = 64$ , при  $m = 7$   $N = 128$  и т. д. Поскольку выбор числа уровней квантования определяется допустимым шумом квантования, обычно приходится решать обратную задачу: определение минимально необходимого числа разрядов кода, который может быть использован для кодирования при заданном  $N$ . Из (3.11) легко найти, что

$$m = \text{ent}(\log_2 N) + 1. \quad (3.12)$$

Здесь  $\text{ent}(x)$  — означает, что берется целая часть числа  $x$ . В результате кодирования образуется ИКМ сигнал, показанный на рис. 3.14, *е*. Тактовая частота следования символов в  $m$  раз превышает частоту дискретизации  $F_d$  и равна

$$f_T = F_d m. \quad (3.13)$$

Множество используемых кодовых комбинаций называется кодом. Простейшим кодом является натуральный двоичный код, у которого кодовые комбинации представляют собой запись номера уровня квантования в двоичной системе счисления. Такая запись имеет вид

$$N = \alpha_{m-1} \cdot 2^{m-1} + \alpha_{m-2} \cdot 2^{m-2} + \dots + \alpha_0 \cdot 2^0, \quad (3.14)$$

где  $\alpha$  принимают значения 0 или 1;  $m$  — число разрядов в кодовой группе, определяемое в соответствии с (3.11). Например, число 99 в двоичном коде записывается так:

$$99 = 1 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 64 + 32 + 2 + 1.$$

Соответствующая кодовая комбинация имеет вид 1100011.



Графически коды удобно изображать кодовой таблицей (рис. 3.15), которая представляет собой символическое изображение всех возможных кодовых комбинаций, расположенных в порядке возрастания уровней квантования. Каждая строка такой таблицы соответствует кодовой комбинации. Зачерненные участки определяют наличие символа "1", незачерненные — наличие символа "0". Кодовая таблица натурального кода приведена на рис. 3.15, а. Каждая комбинация отличается от других по крайней мере в одном разряде. Число разрядов, в которых различаются кодовые комбинации, называется кодовым расстоянием.

Расстояния между соседними кодовыми комбинациями у натурального кода равны 1, 2, 3, 1, 2, 1, 4 и т.д.; у  $m$  — разрядного кода наибольшее кодовое расстояние между соседними комбинациями равно  $m$  и имеет место в середине таблицы. У рефлексного кода, называемого также кодом Грея (рис. 3.15, б), расстояние между соседними комбинациями постоянно и равно 1.

Для кодирования двуполярных сообщений можно использовать симметричные двоичные коды, у которых первый символ в кодовой группе определяет полярность отсчета, а остальные символы кодовой группы — его абсолютное значение. Кодовая таблица такого кода (рис. 3.15, в) оказывается симметричной относительно центра. В описанных кодах используются все возможные кодовые комбинации, число которых равно  $N = 2^m$ . У других кодов часть комбинаций не используется. Отношение числа неиспользуемых комбинаций ко всему объему называется избыточностью кода. Избыточность кода является средством обнаружения и исправления ошибок при передаче. Например, если минимальное расстояние между кодовыми группами равно двум, то одиночная ошибка, возникающая в процессе передачи, не сможет превратить одну из разрешенных кодовых комбинаций в другую разрешенную, и такая ошибка будет обнаружена. Для исправления одиночной ошибки минимальное расстояние у кода должно равняться трем.

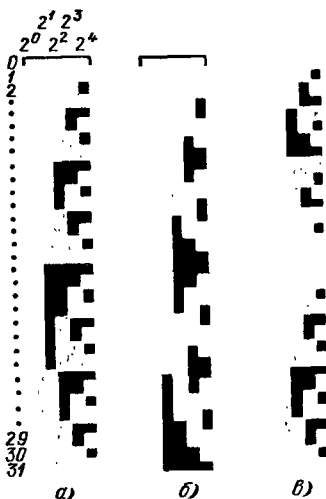


Рис. 3.15. Кодовые таблицы: а — натуральный код; б — код Грея; в — симметричный двоичный код

В пункте приема ИКМ сигнал подвергается обратному преобразованию в АИМ колебание (декодированию). Для этого непрерывный поток символов должен быть разделен на кодовые группы, каждая из которых соответствует одному отсчету исходного сигнала. Декодированный сигнал аналогичен отсчетам исходного сигнала, показанным на рис. 3.14, б. Из него исходный первичный сигнал выделяется с помощью ФНЧ.

**ИКМ с предсказанием (разностная ИКМ).** Из описанного принципа ИКМ следует, что при этом методе цифрового преобразования каждый отсчет сигнала кодируется отдельно и соответственно каждая кодовая группа несет информацию об одном отсчете сигнала. Корреляционные связи, которые имеются в сигнале, никак не влияют на процесс кодирования и поэтому необходимое число уровней квантования при выбранном шаге квантования определяется только диапазоном изменения уровней входного сигнала. В то же время ясно, что при наличии корреляции между значениями сигнала в моменты дискретизации можно уменьшить требуемое число уровней квантования и снизить необходимую пропускную способность канала связи, не увеличивая при этом мощность шума квантования, либо, сохраняя неизменным (по сравнению с ИКМ) число уровней квантования, уменьшить шум квантования. Эта идея реализована при ИКМ с предсказанием. В данном случае квантуются и кодируются не мгновенные значения кодируемого сигнала в моменты дискретизации, а разность между действительным  $a(t_i)$  и предсказанным  $a^*(t_i)$  значениями сигнала в тактовый момент:

$$\Delta a(t_i) = a(t_i) - a^*(t_i) \quad (3.15)$$

Предполагается, что при наличии корреляционных связей между отсчетами разность  $\Delta a(t_i)$ , которую необходимо квантовать и кодировать, оказывается меньшей, чем абсолютные значения сигнала в моменты дискретизации.

Если предсказанное значение сигнала в  $i$ -й тактовый момент принимается равным значению сигнала в предыдущий  $(i-1)$ -й тактовый момент, то такой метод цифровой модуляции носит название *дифференциальной ИКМ (ДИКМ)*. Принятый алгоритм предсказания при ДИКМ является достаточно простым, а техническая реализация его не вызывает затруднений, что объясняет наибольшее распространение ДИКМ среди методов кодирования с предсказанием. Особенности формирования разностного сигнала при ДИКМ поясняются рис. 3.16, на котором изображен медленно меняющийся за интервал дискретизации  $T$  сигнал. У такого сигнала значительна корреля-

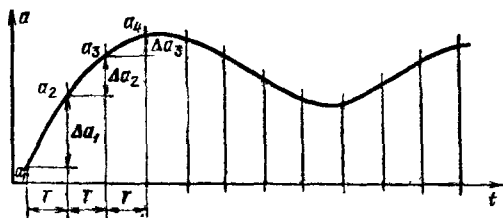


Рис. 3.16. Формирование разностного сигнала при ДИКМ

ляция между отсчетами, и поэтому приращения сигнала  $\Delta a$  заметно меньше самих отсчетов ( $a_1, a_2$ ). Следовательно, шкала квантования разности будет содержать меньшее число уровней и требуемая скорость передачи окажется ниже, чем в классической ИКМ.

Ширина спектра разностного сигнала совпадает с шириной спектра исходного сигнала. Поэтому при ДИКМ частота дискретизации выбирается, как и при ИКМ, исходя из теоремы Котельникова, а отсчеты разностного сигнала кодируются комбинациями из нескольких символов.

В случае ДИКМ, как и при ИКМ, основным источником шума является квантование. Но в отличие от ИКМ при этом методе отсутствуют шумы ограничения, поскольку результат процесса кодирования не зависит от абсолютного значения входного сигнала, но зато возможно появление другого вида искажений, так называемой перегрузки по крутизне, когда приращение сигнала за тактовый интервал чрезмерно велико.

Рассмотрим рис. 3.17. Пусть кодируемый сигнал (кривая 1) подвергся дискретизации и сформированы разности  $\Delta a_1, \Delta a_2, \Delta a_3, \dots$ . Если число уровней и шаг квантования при ДИКМ вы-

браны таким образом, что максимальная разность, которая может быть закодирована, равна  $\Delta a_{max}$ , то при  $\Delta a_1 > \Delta a_{max}$  эта разность передается с ошибкой и при восстановлении выходной сигнал будет иметь вид, соответствующий кривой 2 на рис. 3.17. Возникшее искажение формы связано с чрезмерно большой скоростью изменения сигнала и появляется при  $\Delta a_i/T > \Delta a_{max}/T = \Delta a_{max} F_d$ . Отношение  $\Delta a_i/T$  при  $T \rightarrow 0$  представляет собой крутизну сигнала  $a(t)$ , поэтому

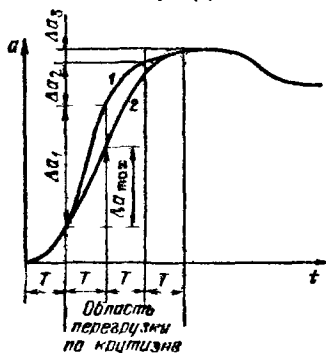


Рис. 3.17 Возникновение перегрузки по крутизне при ДИКМ

описанный тип искажений и носит название перегрузки по крутизне.

*Дельта-модуляция* (ДМ) представляет собой разновидность систем с предсказанием, когда кодируется и передается в линию информация только о знаке приращения разности за тактовый интервал. Идея, положенная в основу ДМ, состоит в следующем. Величина разностного сигнала  $\Delta a(t_i)$  зависит от корреляции между значениями сигнала, сдвинутыми на тактовый интервал  $T$ . По мере уменьшения  $T$  корреляция между отсчетами сигнала возрастает и  $\Delta a$  уменьшается. Если выбрать интервал  $T$  настолько малым, что  $\Delta a$  не будет превышать одного шага квантования  $\delta$ , то передачу разностного сигнала можно осуществить, используя одноразрядный код. Если, например, окажется, что  $\Delta a(t_i) > 0$ , кодирующее устройство формирует символ "1". Если  $\Delta a(t_i) < 0$ , кодирующее устройство формирует символ "0". Получающаяся при этом цифровая последовательность называется д е л ь т а - к о д о м.

Из принципа кодирования следует, что ДМ представляет собой разновидность разностных систем с предсказанием, когда разностный сигнал является двухуровневым. Чтобы разность за один тактовый интервал не превышала шага квантования, частота дискретизации при ДМ должна выбираться значительно большей, чем при ИКМ и ДИКМ. Для ДМ, как и для других разностных систем, характерно возникновение перегрузки по крутизне, если величина разностного сигнала окажется больше шага квантования.

**Сопоставление методов цифровой модуляции.** Приведенные описания цифровых методов модуляции показывают их глубокое единство. Наиболее общий метод — кодирование с предсказанием, частными случаями которого являются ДИКМ и ДМ. Метод ИКМ также можно рассматривать как кодирование с предсказанием, при котором предсказанное значение на каждом такте принимается равным нулю. Из (3.14) следует что в этом случае кодируются отсчеты сигнала. Перегрузка по крутизне, свойственная системам с предсказанием, возникает при превышении разностью  $\Delta a(t_i)$  диапазона шкалы квантования. При ДМ этот диапазон вырождается в шаг квантования. В случае ИКМ шум ограничения имеет ту же физическую природу и возникает если отсчеты сигнала, совпадающие с отсчетами разности, выходят за пределы шкалы квантования.

Такое единство методов цифровой модуляции позволяет производить их анализ с общих позиций, осуществлять преобразование цифрового сигнала из одной формы в другую

## ГЛАВА 4

### КАНАЛЫ ПЕРЕДАЧИ

#### 4.1. КАНАЛ ПЕРЕДАЧИ КАК ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИК

В зависимости от типа аппаратуры и протяженности канала в его состав могут входить различные устройства: фильтры, усилители, преобразователи, цепи связи, элементы коммутационной аппаратуры и пр. Так, телефонный канал городской сети существенно отличается по составу оборудования и техническим решениям от телефонного канала спутниковой системы связи. Общим в обоих случаях является назначение канала: передача сигналов от микрофона к телефону. Качество же связи должно отвечать некоторым заданным требованиям независимо от способов ее технической реализации. Имея в виду, что канал обеспечивает передачу сигналов от источника к получателю сообщений, его можно рассматривать как четырехполюсник. На вход этого четырехполюсника подаются сигналы от первичного преобразователя передачи; выход соединен с первичным преобразователем приема.

В большинстве случаев (например, при телефонной связи) в каждом из оконечных пунктов имеются как источник, так и получатель сообщений, следовательно, в системе связи должна быть обеспечена возможность передачи сигналов в обоих направлениях. Однако в состав канала входят односторонние устройства (например, усилители). Поэтому в системе двусторонней связи необходимо иметь два одинаковых (односторонних) канала противоположных направлений передачи. Под термином "канал связи" часто понимают совокупность двух односторонних каналов. При этом пользуются также термином "четырепроводное оконечание канала" (рис. 4.1).

Свойства каналов связи и их качество определяются рядом следующих параметров и характеристик:

1. Входное  $Z_{вх}$  и выходное  $Z_{вых}$  сопротивления и их допустимое отклонение от номинальных значений. Отклонение входного и выходного сопротивлений канала от номинала оценивается коэффициентом отражения

$$p_{отр} = \left| \frac{Z_{н} - Z_{р}}{Z_{н} + Z_{р}} \right| \quad (4.1)$$

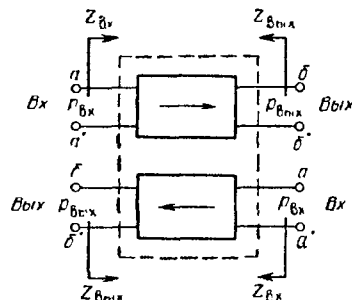


Рис. 4.1. Схема четырехпроводного двустороннего канала

или затуханием несогласованности (отражения)

$$a_{\text{отр}} = 20 \lg \left| \frac{Z_{\text{н}} + Z_{\text{р}}}{Z_{\text{н}} - Z_{\text{р}}} \right|, \quad (4.2)$$

Здесь  $Z_{\text{н}}$  – номинальное, а  $Z_{\text{р}}$  – реальное значение сопротивления.

2. Остаточное затухание канала  $a$  – рабочее затухание канала, измеренное в условиях нагрузки входа и выхода канала на активные сопротивления, соответствующие номинальным значениям входного и выходного сопротивлений. Для каналов различных типов условно принимают значение частоты испытательного сигнала, с помощью которого производится измерение остаточного затухания.

3. Нестабильность остаточного затухания, т.е. отклонение его во времени от номинального значения. Нестабильность оценивают по максимальному и среднеквадратическому значениям отклонений и величине дисперсии.

4. Частотная характеристика остаточного затухания и эффективно передаваемая полоса частот, т.е. полоса частот, на границах которой остаточное затухание канала отличается от номинального значения не более чем на некоторую допустимую величину. В пределах эффективно передаваемой полосы частот нормируются допустимые отклонения остаточного затухания от номинала. Один из возможных способов нормирования заключается в том, что задают "шаблон" допустимых отклонений остаточного затухания. Примерный вид такого шаблона показан на рис. 4.2. Здесь через  $F_0$  обозначена частота, при которой определяется номинальное значение остаточного затухания,  $F_{\text{н}}$  и  $F_{\text{в}}$  – нижняя и верхняя границы эффективно передаваемой полосы частот; 1 и 2 – границы допустимых отклонений остаточного затухания от номинального значения; 3 – вид измеренной частотной характеристики остаточного затухания.

5. Частотная характеристика фазового сдвига между выходным и входным сигналами. В связи с тем, что непосредственное измерение фазового сдвига затруднительно, для оценки фазовых искажений, вносимых каналом, рассматривают частотную характеристику группового времени задержания (ГВЗ), определяемого как

$\tau = db(\omega) / d\omega$ , где  $b$  – фазовый сдвиг.

6. Линейные искажения канала связи, определяемые частотными характеристиками остаточного затухания и фазового сдвига. В некоторых случаях (например, при передаче телевизионных сигналов) линейные искажения канала удобно оценивать по виду импульсной реакции канала или его переходной

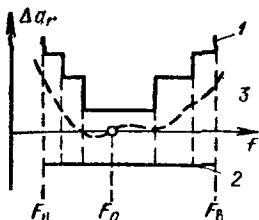


Рис. 4.2. Примерный вид шаблона допустимых отклонений остаточного затухания от номинального значения

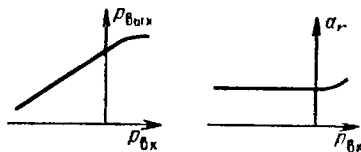


Рис. 4.3. Примерный вид амплитудных характеристик

характеристики. В этом случае нормируются такие параметры, как длительность фронта переходной характеристики, величина выбросов и т. п.

7. Амплитудная характеристика — зависимость абсолютного уровня мощности (напряжения) на выходе канала от абсолютного уровня мощности (напряжения) на входе канала, измеренная при некоторой обусловленной частоте измерительного сигнала. Амплитудной характеристикой называют также зависимость остаточного затухания канала от уровня испытательного сигнала на входе. На рис. 4.3 показан примерный вид этих характеристик.

При отсутствии нелинейных искажений некоторое приращение входного уровня вызывает такое же приращение выходного уровня и амплитудная характеристика  $p_{\text{вых}} = f(p_{\text{вх}})$  представляет собой прямую, пересекающую оси координат под углом  $45^\circ$  (при одинаковом масштабе по осям). Отклонение амплитудной характеристики от этого закона характеризует нелинейные искажения, вносимые каналом.

По амплитудной характеристике можно лишь грубо оценить величину нелинейных искажений. Для более точной оценки используют понятия коэффициентов нелинейных искажений и затухания нелинейности:

$$k_{\text{н}} = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} U_{\Gamma i}^2}}{U_1}, \quad a_{\text{н}} = 20 \lg \frac{1}{k_{\text{н}}}, \quad (4.3)$$

где  $U_1$  — действующее напряжение основной гармоники;  $U_{\Gamma i}$  — действующее напряжение второй, третьей и т. д. гармоник сигнала, возникающих вследствие нелинейности канала.

Часто пользуются также понятием затухания нелинейности по гармоникам:

$$a_{\text{нi}} = 20 \lg (U_1 / U_{\Gamma i}). \quad (4.4)$$

8. Изменение частоты передаваемого сигнала.

9. Уровень (мощность) помех в точке с нулевым измерительным уровнем.

10. Средний и пиковый (допустимые) уровни мощности сигнала в точке с нулевым измерительным уровнем и динамический диапазон канала

$$D_{\kappa} = 10 \lg (P_{c \max} / P_{\pi}), \quad (4.5)$$

где  $P_{c \max}$  — максимально допустимая мощность сигнала;  $P_{\pi}$  — мощность невзвешенных помех, отнесенная к точке с нулевым измерительным уровнем. Используется также понятие защищенности или отношения сигнал-помеха:  $A_3 = 10 \lg (P_c / P_{\pi})$ .

11. Пропускная способность канала, бит/с

$$C = \Delta F \log_2 (1 + P_{\text{ср}} / P_{\pi}), \quad (4.6)$$

где  $\Delta F$  — эффективно передаваемая полоса частот;  $P_{\text{ср}}$  — средняя мощность сигнала;  $P_{\pi}$  — невзвешенная средняя мощность помех, отнесенная к точке с нулевым измерительным уровнем.

Цифровые каналы, кроме перечисленного, характеризуются скоростью передачи. Качество связи оценивается вероятностью ошибки.

#### 4.2. УНИФИКАЦИЯ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ

Аппаратура должна быть построена так, чтобы при передаче любых сигналов обеспечивалось необходимое качество связи. При этом нерационально создавать специальные каналы для передачи сигналов каждого типа. Целесообразнее разработать многоканальную аппаратуру, формирующую некоторый набор унифицированных, стандартных каналов, пригодных для передачи любых сигналов.

В начале развития техники многоканальной связи (20–30-е годы) по междугородным каналам передавались почти исключительно телефонные сообщения. И в настоящее время телефонная связь составляет большую часть всех видов связи. Поэтому в качестве основного стандартного канала в современной многоканальной аппаратуре принят канал с эффективно передаваемой полосой частот от 300 до 3400 Гц, соответствующей спектру телефонного сигнала. Характеристики этого канала нормируются так, чтобы его можно было использовать также для факсимильной связи, телеграфирования, передачи данных — во всех случаях, когда количество информации  $I$ , содержащейся в сигнале, не превосходит пропускной способности канала  $C$ . Канал такого типа называется каналом тональной частоты.



Аппаратура аналоговых систем передачи (АСП) позволяет создать каналы с более высокой пропускной способностью. Увеличение пропускной способности достигается расширением полосы частот за счет объединения нескольких каналов ТЧ. В настоящее время в аппаратуре аналоговых систем передачи предусматривается образование следующих широкополосных каналов:

- предгруппового взамен трех каналов ТЧ;
- первичного (ПШК) взамен 12 каналов ТЧ;
- вторичного (ВШК) взамен 60 каналов ТЧ;
- третичного (ТШК) взамен 300 каналов ТЧ.

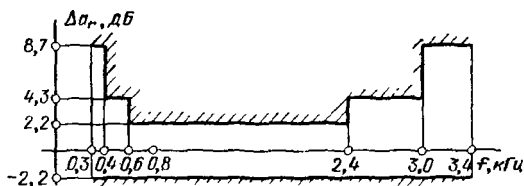
Аппаратура цифровых систем передачи (ЦСП) обеспечивает создание цифровых каналов со следующими градациями скоростей, кбит/с: основной цифровой канал (ОЦК) – 64; субпервичный канал (СЦК) – 480; первичный тракт – 2048; вторичный тракт – 8448; третичный тракт – 34 368; четверичный тракт – 139 264.

#### 4.3. КАНАЛЫ ТОНАЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ

В этом параграфе приводятся нормы на основные параметры и характеристики каналов ТЧ. Выполнение этих норм гарантирует необходимое качество телефонной связи в ЕАСС и при выходе на международную сеть связи, а также возможность использования каналов ТЧ для передачи данных, телеграфирования, факсимильной связи, передачи сигналов телемеханики и телеуправления и пр.

Вход и выход канала должны быть симметричными; номинальное значение входного и выходного сопротивлений 600 Ом; коэффициент отражения не должен превосходить 10%. Нормированное (номинальное) значение измерительного уровня на входе канала  $p_{вх} = -13$  дБ, на выходе  $p_{вых} = +4$  дБ; частота измерительного сигнала принимается равной 800 Гц. Таким образом, номинальное остаточное затухание канала ТЧ составляет  $a_r = -17$  дБ, т.е. канал вносит усиление, равное 17 дБ. Среднеквадратическое отклонение во времени остаточного затухания от его среднего значения на частоте 800 Гц не должно превышать 1,0 дБ на один транзитный участок протяженностью 2500 км; разность между средним и номинальным значениями  $a_r$  должна быть не более 0,5 дБ. Максимальное отклонение во времени остаточного затухания от номинального значения на одном транзитном участке должно составлять не более 2,2 дБ с вероятностью 0,95.

Э ф ф е к т и в н о п е р е д а в а е м о й п о л о с о й ч а с т о т канала ТЧ называется полоса, на крайних частотах которой



ис. 4.4. Шаблон допустимых отклонений остаточного затухания канала ТЧ

(0,3 и 3,4 кГц) остаточное затухание на 8,7 дБ превышает остаточное затухание на частоте 800 Гц. Частотная характеристика отклонений остаточного затухания канала ТЧ от номинальных значений ( $-17$  дБ) должна оставаться в пределах шаблона, приведенного на рис. 4.4 при максимальном числе транзитов, т. е. при 12 переприемных участках. Чтобы выполнить эту норму, частотная характеристика отклонений остаточного затухания простого канала ТЧ (при одном переприемном участке) должна укладываться в пределы, указанные в табл. 4.1.

Таблица 4.1

$f$ , кГц	0,3–0,4	0,4–0,6	0,6–2,4	2,4–3,0	3,0–3,4
$\alpha_r$ , дБ	1,4	0,72	0,6	0,72	1,4

Как отмечалось в гл. 2, при передаче речи фазо-частотные искажения мало влияют на качество связи. Но поскольку каналы ТЧ используются также для передачи данных и факсимильной связи, большие фазо-частотные искажения недопустимы. Поэтому нормируются отклонения ГВЗ от его значения на частоте 1900 Гц на одном транзитном участке длиной 2500 км (табл. 4.2) Для составного канала с  $n$  транзитными участками отклонения ГВЗ будут в  $n$  раз больше. Такие искажения не позволяют получить необходимую скорость передачи, в связи с чем возникает задача их коррекции.

Таблица 4.2

$f$ , кГц	0,4	0,6	0,8	1,0	1,4	1,6	2,2	2,4	2,8	3,0	3,2	3,3
$\Delta\tau$ , мс	2,4	1,5	1,1	0,6	0,4	0,1	0,1	0,15	0,45	0,75	1,35	1,9

Коэффициент нелинейных искажений канала ТЧ на одном транзитном участке не должен превышать 1,5% (1% по третьей гармонике) при номинальном уровне передачи тока частоты 800 Гц.

Амплитудная характеристика нормируется следующим обра-

зом 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 от 0,3 до 3,4 кГц. При повышении уровня измерительного сигнала до 8,7 и 20 дБ остаточное затухание должно увеличиваться не менее чем на 1,75 и 7,8 дБ соответственно.

Изменение частоты передаваемого сигнала ухудшает качество связи при передаче данных, факсимильной связи, телеграфировании. Поэтому допустимые изменения частоты сигнала в канале не должны превосходить 1,5 Гц при максимальном числе транзитов.

Псофометрическая мощность помех в точке с нулевым измерительным уровнем при максимальных протяженности связи и количестве транзитов не должна превышать 50 000 пВт. Соответствующее значение невзвешенной допустимой мощности помех составляет 87 000 пВт.

Нормируются также допустимые значения средней и пиковой мощности сигналов в канале. В точке с нулевым измерительным уровнем нормируемое среднее значение мощности сигнала составляет 32 мкВт, пиковое — 2220 мкВт.

Дадим теперь оценку пропускной способности канала ТЧ. Подставляя в ф-лу (4.6)  $\Delta F = 3400 - 300 = 3100$  Гц,  $P_{\text{ср}} = 32$  мкВт и  $P_{\text{п}} = 87\,000$  пВт, получим  $C \approx 25 \cdot 10^3$  бит/с.

#### 4.4. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ КАНАЛЫ

К широкополосным, как уже отмечалось, относятся предгрупповой, первичный, вторичный и третичный каналы. Для организации связи на единой сети характеристики этих каналов должны быть унифицированы независимо от типа аппаратуры. Основные нормы на электрические характеристики широкополосных каналов приведены в табл. 4.3.

Номинальные измерительные уровни и остаточное затухание измеряются на частотах 18 кГц для предгруппового, 82 кГц — для первичного, 420 кГц — для вторичного и 1545 кГц — для третичного каналов. Допустимая неравномерность частотной характеристики остаточного затухания определяет границы эффективно передаваемой полосы частот; эта величина задается для одного переприемного участка. Для одного переприемного участка задается также допустимое отклонение ГВЗ.

Таблица 4.3

Параметр	Канал			
	предгрупповой	первичный	вторичный	третичный
Границы эффективно передаваемой полосы частот, кГц	12,3-23,4	60,6-107,7	312,3-551,4	812,3-2043,7
Входное и выходное сопротивление, Ом	600	150	75	75
Номинальный измерительный уровень сигнала входе/ выходе, дБ	-36/-14	-36/-23	-36/-23	-36/-23
Остаточное затухание, дБ	-22	-13	-13	-13
Допустимая неравномерность частотной характеристики остаточного затухания	±0,87	±0,87	±0,87	±0,5
Допустимые отклонения ГВЗ (по монотонной составляющей), мкс	40 (13-23 кГц)	10 (65-103 кГц)	5 (330-530 кГц)	0,25 (900-1900 кГц)
Средняя мощность сигнала в точке с нулевым измерительным уровнем, мкВт	96	348	1920	9600
Допустимая мощность невзвешенных помех на магистрали длиной 25 000 км в точке с нулевым измерительным уровнем, мкВт	0,8	3,16	16	80
Пропускная способность на магистрали длиной 25 000 км, бит/с	82 · 10 <sup>3</sup>	330 · 10 <sup>3</sup>	165 · 10 <sup>4</sup>	8,5 · 10 <sup>5</sup>

#### 4.5. СОПОСТАВЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛОВ И КАНАЛОВ

Сопоставим основные характеристики первичных сигналов и унифицированных каналов. Для удобства основные характеристики сигналов, рассмотренных в гл. 2, сведены в табл. 4.4.

Таблица 4.4

Вид сигнала	$f_{min}$ , кГц	$f_{max}$ , кГц	$D$ , дБ	$A_{cp}$ , дБ	$I$ , бит/с
Телефонный	0,3	3,4	40	21	$8 \cdot 10^3$
Вещания	0,05	10	65	48	$180 \cdot 10^3$
Факсимильный при скорости передачи 120 стр/с:					
полутонный	0	1,465	24	35	$11,7 \cdot 10^3$
штриховой	0	1,465	—	35	$2,93 \cdot 10^3$
для передачи газетных полос	0	180	—	35	$360 \cdot 10^3$
Телевизионный	0	6000	40	57	$80 \cdot 10^6$
Передачи данных	0	$0,5F_T$	—	20	$F_T$

В таблице  $f_{min}$  и  $f_{max}$  — нижняя и верхняя границы энергетического спектра,  $A_{cp}$  — превышение уровня сигнала над уровнем помех, при котором обеспечивается необходимое качество связи. Для телефонного сигнала и сигнала вещания величина  $A_{cp}$  представляет собой превышение среднего уровня сигнала над психометрическим уровнем помех, для факсимильного и телевизионного сигналов — превышение максимального уровня сигнала над уровнем невзвешенных помех. Для двоичного сигнала передачи данных  $A_{cp}$  вычислено при вероятности ошибки  $p_{ош} = 10^{-6}$ . Данные для сигнала передачи газетных полос соответствуют времени передачи полосы порядка 3 мин.

Сопоставление данных, приведенных в табл. 3.4, с основными характеристиками унифицированных каналов позволяет сделать ряд важных выводов.

Канал ТЧ может быть использован для передачи телефонных и факсимильных сигналов и передачи данных. При передаче телефонных сигналов используется приблизительно 30% пропускной способности канала. Это обстоятельство открывает возможности повышения эффективности канала ТЧ. Так, в паузах речевых сигналов можно осуществлять дополнительно передачу данных или факсимильных сигналов. В этом случае канал ТЧ предоставляется для передачи речи только в те промежутки времени, когда на его вход поступает речевой сигнал, т.е. в промежутки активности речевого источника. В осталь-

ное время по каналу производится передача данных. Для функционирования такой системы необходимо устройство, фиксирующее промежутки активности речевого источника и осуществляющее на передаче и приеме переключение "речь—данные". Разрабатывается несколько вариантов такой аппаратуры; по сведениям, имеющимся в литературе, результирующая скорость передачи данных в паузах речи может достигать 2400 бит/с.

Многочисленные исследования показали, что телефонные сигналы обладают большой избыточностью, устранение которой позволило передавать в канале ТЧ несколько телефонных сообщений. Решению этой задачи посвящено большое количество исследований и разработок. Создано несколько разновидностей устройств, называемых вокодерами (сокращение английских слов voice coder — устройство кодирования голоса), которые на передаче анализируют первичные речевые сигналы и выделяют из них сведения об основных параметрах речи, а на приеме синтезируют речевой сигнал. Такими параметрами могут служить частота основного тона и характеристики речеобразующего тракта абонента. Частота основного тона изменяется медленно, с частотой, не превышающей 10 Гц. Следовательно, и сигналы, переносящие сведения об этих изменениях (сигнал-параметры), будут узкополосными. Исследования показали, что ширина спектра сигнал-параметров составляет 25–30 Гц, а для восстановления речи на приеме их число не должно превышать 10–15. Таким образом, для передачи всех сигнал-параметров требуется полоса частот 250–500 Гц, и в одном канале ТЧ можно передавать до десяти телефонных сообщений. Вокодеры такого типа называются параметрическими.

Еще больший эффект могут дать фонемные вокодеры, принцип работы которых состоит в том, что в передающем устройстве в результате анализа первичного речевого сигнала распознаются фонемы. Каждой фонеме ставится в соответствие некоторый кодовый сигнал, который передается по каналу связи; в приемном устройстве фонемы синтезируются по принятым кодовым сигналам. Число фонем различно в различных языках, но не превышает 60. Поэтому для их кодирования достаточен шестиразрядный двоичный код. Поскольку частота произнесения фонем не превышает 10 Гц, то скорость передачи кодового сигнала фонемного вокодера будет не более 60 бит/с. Это значение получено без учета статистических связей между фонемами.

Качество речи, передаваемой с помощью параметрических вокодеров, приближается к тому, которое имеет место в обычных каналах ТЧ. Однако аппаратура получается сравнительно

сложной и громоздкой, поэтому параметрические вокодеры применяются в настоящее время лишь в некоторых специальных системах телефонной связи. Что касается фонемных вокодеров, то их создание представляет собой чрезвычайно трудную научно-техническую задачу.

При факсимильной связи пропускная способность канала используется также не полностью (особенно при передаче штриховых изображений) — приблизительно на 10%. В связи с этим возникает проблема существенного повышения скорости передачи штриховых изображений. Следует, однако, иметь в виду, что при увеличении скорости развертки возрастает верхняя граничная частота энергетического спектра сигнала (частота рисунка). Это обстоятельство приводит к серьезным техническим трудностям при согласовании спектра сигнала с эффективно передаваемой полосой частот канала ТЧ. Кроме того, при факсимильной связи существенную роль играют фазовые искажения канала, ограничивающие скорость передачи. Следствием этого является необходимость коррекции частотной характеристики ГВЗ канала.

При цифровых сообщениях (передача данных, телеграфная связь) возможная скорость передачи ограничивается пропускной способностью канала. При этом достижение высоких скоростей передачи (порядка 10—15 тыс. бит/с) связано с рядом серьезных технических трудностей. В данном случае, как и при факсимильной связи, необходимо с высокой степенью точности корректировать линейные (фазо-частотные и амплитудно-частотные) искажения канала, разрабатывать специальные устройства преобразования сигнала, обеспечивающие согласование спектра сигнала с эффективно передаваемой полосой частот канала, компенсацию нестабильности остаточного затухания канала и изменение частоты сигнала.

Широкополосные каналы могут быть использованы для высокоскоростной передачи цифровых сообщений. Однако достижение скоростей передачи, сравнимых с пропускной способностью каналов, требует решения ряда задач, аналогичных перечисленным выше.

Сигналы передачи газетных полос передают по вторичным широкополосным каналам; время передачи полосы составляет около 3 мин. Сравнение пропускной способности вторичного канала ( $165 \cdot 10^4$  бит/с) и информационной содержательности сигнала ( $360 \cdot 10^3$  бит/с) показывает, что и в этом случае имеются возможности повышения скорости передачи. Устранение избыточности и оптимальное кодирование сигнала позволяют вести передачу газетных полос по первичным широкополосным каналам без снижения скорости.

Эффективно передаваемая полоса частот предгруппового канала (11,1 кГц) достаточна для передачи сигналов вещания. Однако пропускная способность предгруппового канала ( $82 \times 10^3$  бит/с) значительно меньше информационной содержательности сигнала вещания ( $180 \cdot 10^3$  бит/с). При фиксированных полосе частот и средней мощности сигнала пропускная способность канала может быть увеличена только за счет уменьшения мощности помех. Следовательно, в состав канала, предназначенного для передачи программ вещания, должны быть включены устройства, снижающие уровень помех. Необходимо также иметь в виду, что средняя мощность сигнала вещания (923 мкВт) значительно превосходит среднюю допустимую мощность предгруппового канала (95 мкВт). Таким образом, для передачи сигналов вещаний требуется специальный канал.

Полоса частот и информационная содержательность телевизионного сигнала существенно превосходит значения соответствующих параметров третичного унифицированного канала. Поэтому для передачи телевизионных сигналов необходим специальный телевизионный канал.

#### 4.6. ПОСТРОЕНИЕ ДВУСТОРОННИХ КАНАЛОВ

В системе связи должна быть обеспечена возможность передачи сигналов во встречных направлениях. На местных телефонных сетях для организации двусторонней связи между абонентами чаще всего используют двухпроводные физические цепи.

Каналы многоканальных систем передачи являются односторонними. Для организации двусторонней связи используются два встречных канала (см. рис. 4.1). При этом возникает необходимость соединения четырехпроводного окончания двустороннего канала многоканальной системы с двухпроводной местной связью. Это соединение осуществляется с помощью специальных переходных устройств (ПУ), как показано на рис. 4.5, а.

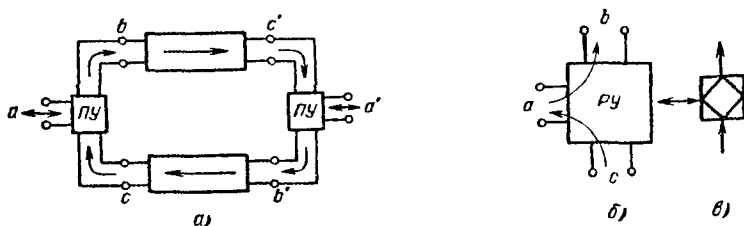


Рис. 4.5. Структурная схема двустороннего канала с двухпроводным окончанием



Из рис. 4.5, а видно, что при построении двустороннего канала образуется цепь обратной связи  $c - b - c' - b' - c$ , вследствие чего может наступить самовозбуждение. Чтобы избежать этого, необходимо обеспечить достаточно большое затухание ПУ в направлениях  $c - b$  и  $c' - b'$ , т.е. "развязать" направления передачи и приема четырехпроводной части канала. Вместе с тем в направлениях  $a - b$ ,  $c' - a'$ ,  $a' - b'$  и  $c - a$ , в которых передаются сигналы связи, затухание ПУ должно быть небольшим. Эти требования выполняются развязывающим устройством (РУ), входящим в состав ПУ. Кроме того, ПУ должно обеспечить согласование входных сопротивлений и уровней передачи двух- и четырехпроводной частей двустороннего канала.

#### 4.7. РАЗВЯЗЫВАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Развязывающее устройство представляет собой шестиполюсник (2Х ХЗ-полюсник), условные изображения которого даны на рис. 4.5, б и в. Направлениями пропускания РУ называются пути передачи сигналов с малым затуханием, направлениями развязки (задерживания) — пути с большим затуханием. Условимся, что направления пропускания находятся между полюсами  $a - b$  и  $c - a$ , а направление развязки — между полюсами  $c - b$ . Назовем идеальным такое РУ, у которого в рабочих частотном и динамическом диапазонах передаваемых сигналов выполняются следующие условия:

отсутствует затухание в направлениях пропускания, т.е.  $a_{ab} = a_{ca} = 0$ ;  
 бесконечно велико затухание в направлении развязки, т.е.  $a_{cb} = \infty$ ;  
 входные сопротивления на всех полюсах согласованы с нагрузочными сопротивлениями.

Можно построить множество схем, более или менее точно удовлетворяющих данным условиям. Эти схемы разбиваются на следующие три группы:

линейные РУ, построенные на пассивных элементах с не меняющимися во времени параметрами;

линейные РУ, в схемы которых включены активные элементы с не меняющимися во времени параметрами;

параметрические РУ, в схемы которых включены элементы с меняющимися во времени параметрами (например, ключи).

Развязывающее устройство называется **о б р а т и м ы м** (взаимным), если выполняется условие  $a_{ab} = a_{ba} = a_{ac} = a_{ca} = a_{bc} = a_{cb}$ . В противном случае РУ называется **н е о б р а т и м ы м**. К обратимым относятся линейные пассивные РУ. Рассмотрим некоторые типы развязывающих устройств.

**Дифференциальные (мостовые) РУ.** Дифференциальное РУ представляет собой уравновешенный мост. В одно из плеч моста включают "двухпроводную часть" канала, три других образуют из вспомогательных резисторов, а в диагонали включают цепи передачи и приема "четырёх-

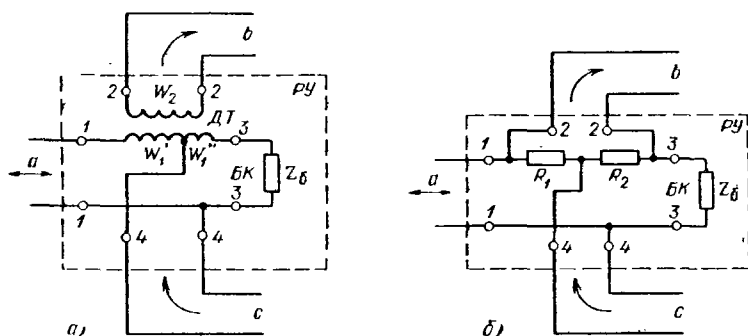


Рис. 4.6. Дифференциальные (мостовые) РУ

проводной части" двустороннего канала. Подбирая сопротивление одного из вспомогательных резисторов, уравнивают мост и таким образом создают большое затухание между направлениями передачи и приема.

В аппаратуре многоканальной связи применяются мостовые РУ двух типов — трансформаторные\* (рис. 4.6, а) и на резисторах (рис. 4.6, б).

**Анализ трансформаторного РУ.** Для упрощения анализа предположим, что дифференциальный трансформатор ДТ идеален, т.е. активные сопротивления его обмоток равны нулю, индуктивности бесконечно велики, а рассеяние отсутствует. Введем обозначения для коэффициентов трансформации\* (рис. 4.7):

$$n = (w_1' + w_1'') / w_2 = w_1' / w_2; \quad m = w_1'' / w_1' \quad (4.7)$$

Если  $m \neq 1$ , РУ называют неравноплечим; величину называют коэффициентом неравноплечности. В аппаратуре в большинстве случаев устанавливают равноплечие РУ ( $m = 1$ ).

Развязывающее устройство называется уравновешенным (сбалансированным), если затухание в направлении 4 — 2 бесконечно велико:  $a_{42} = \infty$ . Найдем сопротивление  $Z_б$ , при котором выполняется это условие. Для этого подключим источник энергии  $E_c$  с внутренним сопротивлением  $Z_c$  к полюсам 4 — 4; полюса 1 — 1 и 2 — 2 нагрузим сопротивлениями  $Z_a$  и  $Z_b$  (см. рис. 4.4). Электродвижущая сила (ЭДС), наводимая во вторичной обмотке трансформатора, пропорциональна результирующей магнитодвижущей силе (МДС) первичной обмотки. Так как направления токов  $I_1$  и  $I_3$  противоположны, результирующая МДС первичной обмотки равна  $I_1 w_1' - I_3 w_1''$ . Следовательно, при  $I_1 w_1' = I_3 w_1''$  напряжение между полюсами 2 — 2 будет отсутствовать,  $P_2 = 0$  и  $a_{42} = \infty$ . Но  $I_1 = U_{44} / Z_a$ ,  $I_3 = U_{44} / Z_b$ , где  $U_{44}$  — напряжение на полюсах 4 — 4. Таким образом РУ окажется уравновешенным, если

$$\frac{U_{44}}{Z_a} w_1' = \frac{U_{44}}{Z_b} w_1''$$

\* Трансформаторное РУ называют также дифференциальной системой.

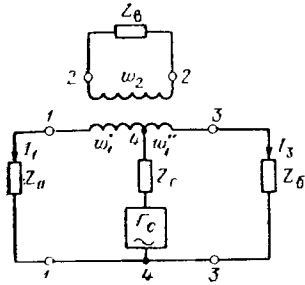


Рис. 4.7 Передача сигнала от полюсов 4-4

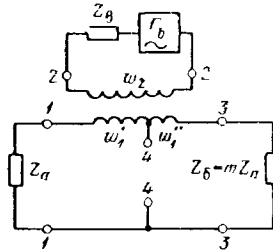


Рис. 4.8. Передача сигнала от полюсов 2-2

Отсюда условие равновесия может быть записано так

$$Z_6 = mZ_a \quad (4.8)$$

Двухполюсник, подключаемый к зажимам 3-3 и обеспечивающий равновесие РУ называют балансным контуром

Найдем теперь входное сопротивление РУ со стороны полюсов 4-4. Обозначим его через  $Z_{44}$ . Поскольку в уравновешенном РУ энергия от полюсов 4-4 к полюсам 2-2 не передается, резисторы  $Z_a$  и  $Z_6$  оказываются включенными параллельно по отношению к полюсам 4-4. Поэтому  $Z_{44} = Z_a Z_6 / (Z_a + Z_6)$  откуда, имея в виду выражение (4.2) получаем

$$Z_{44} = Z_a \frac{m}{m+1} \quad (4.9)$$

Если сопротивление резистора  $Z_c$ , подключенного к полюсам 4-4, выбрать равным этой величине, то в ветви приема (т.е. полюсах 4-4) будет обеспечено согласование РУ с нагрузкой

Найдем выражения, определяющие рабочие затухания в направлениях 4-1 ( $a_{41}$ ) и 4-3 ( $a_{43}$ ). В силу того, что рассматриваемая схема обратима,  $a_{41} = a_{44}$  и  $a_{43} = a_{34}$ . При  $Z_c = Z_{44}$  (согласованное включение источника),  $A_{41} = 10 \lg (P_{44}/P_{41})$  и  $a_{43} = 10 \lg (P_{44}/P_{43})$ , где  $P_{41}$ ,  $P_{43}$  и  $P_{44}$  — мощности, развиваемые на сопротивлениях,  $Z_a$ ,  $Z_6$  и  $Z_{44}$ . Поскольку, как было показано, резисторы  $Z_a$  и  $Z_6$  включены параллельно по отношению к полюсам 4-4, то  $P_{41} = U_{44}^2 / Z_a$ ,  $P_{43} = U_{44}^2 / Z_6$  и  $P_{44} = U_{44}^2 / Z_{44}$

Принимая во внимание формулы (4.8) и (4.9), имеем

$$a_{41} = a_{14} = 10 \lg [(1+m)/m], \quad (4.10)$$

$$a_{43} = a_{34} = 10 \lg (1+m) \quad (4.11)$$

Рассмотрим теперь случаи, когда источник энергии с внутренним сопротивлением  $Z_B$  подключен к полюсам 2-2 и РУ уравновешено, т.е.  $Z_6 = mZ_a$  (рис. 4.8). Обозначим через  $Z_{22}$  входное сопротивление РУ со стороны полюсов 2-2 и через  $a_{21}$  и  $a_{23}$  — рабочие затухания РУ в направлениях 2-1 и 2-3. Найдем выражения, определяющие эти величины

Так как в схеме рис. 4.8 выполняется условие равновесия, то  $a_{24} = a_{42} = \infty$ , т.е. разность потенциалов между полюсами 4-4 равна нулю.

Поэтому состояние схемы не зависит от величины сопротивления, включенного между этими полюсами, и можно положить, что они разомкнуты. Резисторы  $Z_a$  и  $Z_6$  включены последовательно по отношению к первичной обмотке трансформатора, поэтому

$$Z_{22} = (Z_a + Z_6) \frac{1}{n^2}.$$

С учетом (4.8) получаем

$$Z'_{22} = Z'_a \frac{1+m}{n^2}. \quad (4.12)$$

На полюсах 2-2 РУ будет согласовано с нагрузкой при  $Z_B = Z_{22}$

Перейдем к определению рабочих затуханий  $a_{21}$  и  $a_{23}$ . Полагая, что внутреннее сопротивление генератора  $Z_b$  согласовано с входным сопротивлением  $Z_{22}$ , можно записать  $a_{21} = 10 \lg (P_{22}/P_{21})$  и  $a_{23} = 10 \lg (P_{22}/P_{23})$ , где  $P_{21}$ ,  $P_{22}$  и  $P_{23}$  — мощности, развиваемые на сопротивлениях  $Z_a$ ,  $Z_{22}$  и  $Z_6$ . Из схемы рис. 4.8 видно, что

$$P_{22} = U_{22}^2 / Z_{22}, P_{21} = \left( \frac{U_{22} n}{Z_a + Z_6} \right)^2 Z_a \text{ и } P_{23} = \left( \frac{U_{22} n}{Z_a + Z_6} \right)^2 Z_6.$$

Учитывая выражения (4.8) и (4.12), после несложных выкладок получаем

$$a_{21} = a_{12} = 10 \lg (1 + m), \quad (4.13)$$

$$a_{23} = a_{32} = 10 \lg [(1 + m) / m]. \quad (4.14)$$

Перейдем к рассмотрению случая, когда генератор с внутренним сопротивлением  $Z_a$  подключен к полюсам 1-1 (рис. 4.9). Предположим, что РУ уравновешено, т.е.  $Z_6 = mZ_a$  и на полюсах 2-2 и 4-4 нагрузки включены согласованно.

Затухания  $a_{21}$  и  $a_{14}$  уже определены [см. (4.10) и (4.13)], остается найти выражения, определяющие рабочее затухание  $a_{13}$  в направлении 1-3 и входное сопротивление РУ со стороны полюсов 1-1. Очевидно,  $a_{13} = 10 \lg (P_{11}/P_{13})$ , где  $P_{11}$  — мощность, развиваемая генератором  $\Gamma_a$  на входе 1-1;  $P_{13}$  — мощность, потребляемая от источника  $\Gamma_a$  сопротивлением  $Z_6$ . Но  $P_{11} = P_{12} + P_{14} + P_{13}$ , где  $P_{12}$  и  $P_{14}$  — мощности, развиваемые источником  $\Gamma_a$  на резисторах  $Z_b$  и  $Z_c$  соответственно, причем  $P_{12} = P_{11} \cdot 10^{-0,1 a_{12}}$ ,  $P_{14} = P_{11} \cdot 10^{-0,1 a_{14}}$ .

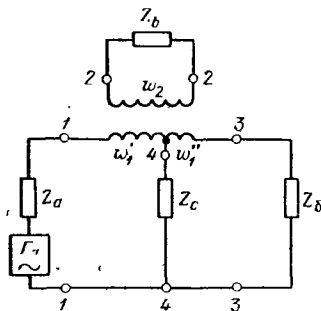


Рис. 4.9. Передача сигнала от полюсов 1-1

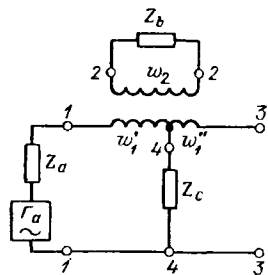


Рис. 4.10. К определению входного сопротивления

Подставляя в эти формулы  $a_{12}$  и  $a_{14}$  из выражений (4.13) и (4.9), получаем, что  $P_{12} = P_{11}/(1+m)$  и  $P_{14} = P_{11}m/(1+m)$ , откуда  $P_{12} + P_{14} = P_{11}$  и  $P_{13} = 0$ . Следовательно,

$$a_{13} = a_{31} = \infty. \quad (4.15)$$

Таким образом, в трансформаторном РУ есть два направления развязки (задерживания); 4-2 и 1-3.

Принимая во внимание, что  $P_{13} = 0$ , в схеме рис. 4.9 можно разомкнуть полюса 3-3, не изменяя ее состояния. Получаем схему (рис. 4.10), из которой видно, что

$$\tilde{Z}_{11} = Z_b (w'_1/w_2) + Z_c. \quad (4.16)$$

При согласованном включении  $Z_b = Z_a(1+m)/n^2$ ,  $Z_c = Z_a m/(m+1)$ . Кроме того, из (4.7) следует, что  $w_1/w_2 = n/(1+m)$ . Подставляя эти выражения в (4.16), получаем

$$Z_{11} = Z_a. \quad (4.17)$$

Исходя из условия равновесия РУ, ( $Z_6 = mZ_a$ ) можно также записать:

$$Z_{11} = Z_6/m. \quad (4.18)$$

До сих пор рассматривалось уравновешенное РУ. Однако на практике при подключении к РУ реальной двухпроводной линии сопротивление балансного контура  $Z_6$  лишь приблизительно равно входному сопротивлению линии  $Z_n$ ; сопротивления резисторов  $Z_c$  и  $Z_b$  тоже неточно соответствуют значениям, определяемым формулами (4.9) и (4.12). Таким образом, в реальных условиях можно лишь приблизиться к условиям равновесия. Найдем затухание в направлении развязки 4-2 (2-4) приблизительно уравновешенного РУ.

Предположим, что к полюсам 4-4 подключен генератор (рис. 4.11), и найдем затухание  $a_{42}$ . Входное сопротивление  $Z_{11} = Z_6/m \neq Z_n$ , следовательно, в точках 1-1 не будет согласованного включения линии. Поэтому часть энергии, поступившей в эти точки от генератора, отразится в сторону РУ и по пути 1-2, претерпев затухание  $a_{12}$ , поступит на нагрузку  $Z_b$ . В соответствии с этим

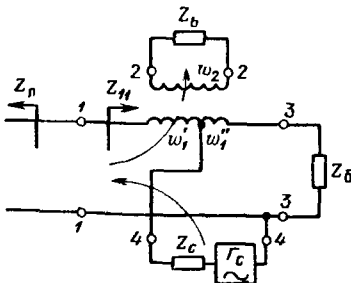


Рис. 4.11. Пути передачи сигнала в неуравновешенном РУ  $Z_{11}$

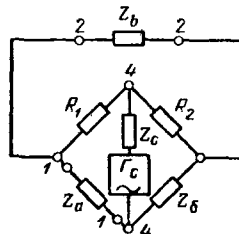


Рис. 4.12. Резисторное РУ

$$a_{42} = a_{41} + a_{\text{отр1}} + a_{12}. \quad (4.19)$$

Затухание отражения

$$a_{\text{отр1}} = 20 \lg |(Z_{\text{п}} + Z_{11}) / (Z_{\text{п}} - Z_{11})|.$$

Подставим сюда  $Z_{11}$  и  $Z_{\text{б}}/m$  и обозначим полученную величину через  $A_e$ :

$$A_e = 20 \lg |(mZ_{\text{п}} + Z_{\text{б}}) / (mZ_{\text{п}} - Z_{\text{б}})|. \quad (4.20)$$

Затухание  $A_e$  называют балансным. Подставляя в (4.13) величины  $a_{11}$  и  $a_{42}$ , определяемые формулами (4.10) и (4.14), получим

$$a_{42} = A_e + 10 \lg [(1+m)^2 / m]. \quad (4.21)$$

Для равноплечаго развязывающего устройства  $m=1$  и

$$A_{42} = A_e + 6 \text{ дБ}, A_e = 20 \lg |(Z_{\text{п}} + Z_{\text{б}}) / (Z_{\text{п}} - Z_{\text{б}})|. \quad (4.22)$$

Практически балансное затухание не превосходит 25–30 дБ в тех случаях, когда балансный контур имитирует волновое сопротивление линии. Если в качестве балансного контура устанавливается активное сопротивление, равное номинальному значению волнового сопротивления линии (например,  $Z_{\text{б}} = 600 \text{ Ом}$ ), то балансное затухание составляет обычно 5–8 дБ.

В табл. 4.5 сведены формулы, получаемые при анализе трансформаторного РУ.

Т а б л и ц а 4.5

Направление передачи	Затухание РУ, дБ		Входное сопротивление РУ, Ом	
	$m \neq 1$	$m = 1$	$m \neq 1$	$m = 1$
1–2, 2–1	$10 \lg (1+m)$	$\sim 3$	$Z_{11} = Z_{\text{б}}/m$	$Z_{11} = Z_{\text{б}}$
2–3, 3–2	$10 \lg [(1+m)/m]$	$\sim 3$	$Z_{22} = Z_{\text{а}} \frac{1+m}{n^2}$	$Z_{22} = 2Z_{\text{а}}/n^2$
4–1, 1–4	$10 \lg [(1+m)/m]$	$\sim 3$	$Z_{44} = Z_{\text{а}} \frac{m}{m+1}$	$Z_{44} = Z_{\text{а}}/2$
4–2, 2–4 Неуравновешенное РУ	$A_e + 10 \lg X \times [(1+m)^2 / m]$	$\sim A_e + 6$	–	–
4–3, 3–4	$10 \lg (1+m)$	$\sim 3$	$Z_{33} = mZ_{\text{а}}$	$Z_{33} = Z_{\text{а}}$

Проделанный расчет затухания развязки неуравновешенного РУ является приближенным. Действительно, в формуле (4.19) учтена несогласованность лишь на полюсах 1–1, в то время как при неточном подборе нагрузок отражения будут и на других полюсах. Однако при  $Z_{\text{б}} \approx mZ_{\text{п}}$  погрешность получается незначительной.

**Резисторное РУ.** Принципиальная схема одного из вариантов резисторного РУ приведена на рис. 4.6, б. Предположим, что источник сигнала с внутренним сопротивлением  $Z_c$  подключен к полюсам 4–4, а полюса 1–1 и 2–2 нагружены резисторами с сопротивлениями  $Z_a$  и  $Z_b$  соответственно, и представим схему резисторного РУ в виде, показанном на

рис. 4.12. Устройство называется равноплечим при  $R_1 = R_2 = R$ . Очевидно, равновесие равноплечевого РУ, т.е. выполнение условия  $a_{42} = a_{24} = \infty$  достигается при  $Z_6 = Z_a$ . Найдем рабочие затухания равноплечевого РУ в направлениях пропускания при условии, что нагрузки на всех полюсах включены согласованно.

Рассматриваемая схема является обратимой; если выбрать сопротивление  $R_1 = R_2 = Z_a$ , то схема будет также симметричной относительно полюсов 4-4 и 2-2 и  $a_{21} = a_{12} = a_{14} = a_{41} = a_0$ . Обозначим через  $P_{44}$  мощность, развиваемую на нагрузке, подключенной к полюсам 4-4 и через  $P_{41}$  — мощность на сопротивлении  $Z_a$ . Непосредственно из схемы рис. 4.9 видно, что  $P_{44}/P_{41} = 4$ . Следовательно,  $a_0 = 10 \lg(P_{44}/P_{41}) \approx \approx 6$  дБ. Легко также определить входные сопротивления  $Z_{11}$ ,  $Z_{22}$  и  $Z_{44}$ . В симметричной схеме  $Z_{11} = Z_{22} = Z_{44} = Z_6$ .

Если к полюсам 1-1 подведена двухпроводная линия с входным сопротивлением  $Z_n \neq Z_6$ , то РУ будет неуравновешенным. Используя методику описанную при анализе трансформаторного РУ, найдем затухание неуравновешенного РУ в направлении 4-2:  $a_{42} = a_{41} + a_{14} + a_{0\text{отр}1}$  откуда

$$a_{42} = A_e + 12 \text{ дБ}, \quad (4.23)$$

где

$$A_e = 20 \lg |(Z_n + Z_6)/(Z_n - Z_6)|$$

#### 4.8. ВЛИЯНИЕ ПАРАЗИТНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВУСТОРОННИХ КАНАЛОВ

Как было показано в § 4.6, двусторонний канал представляет собой замкнутую систему (см. рис. 4.5), в которой, вследствие неидеальности развязывающих устройств, возникает паразитная обратная связь (ОС). Известно, что обратная связь влияет на характеристики замкнутой системы, в данном случае двустороннего канала. При определенных условиях наступает его самовозбуждение и связь нарушается. Поэтому необходимо проанализировать работу двустороннего канала как замкнутой системы, чтобы установить условия, при которых он будет устойчивым и его характеристики будут обеспечивать заданное качество связи.

В § 4.3 и 4.4 отмечалось, что каналы ТЧ и широкополосные каналы в четырехпроводной части выссят усиление. Таким образом, двусторонний канал можно рассматривать как двусторонний усилитель. Для его анализа воспользуемся эквивалентной схемой, показанной на рис. 4.13.

В качестве основного выделим направление передачи слева направо, а усилитель встречного направления поместим в цепь ОС. Независимо от способа развязки направлений передачи схема развязки может быть условно разделена на два четырехполюсника; один из них, обозначенный буквой  $g$ , изображает

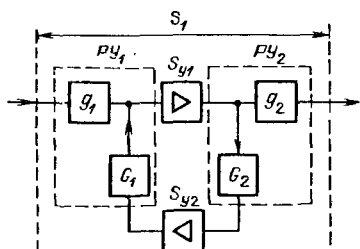


Рис. 4.13. Эквивалентная схема двустороннего канала (усилителя)

направление пропускания, в котором проходит усиливаемый сигнал; другой, отображающий развязывающие свойства схемы, находится в цепи обратной связи (четырёхполюсник  $G$ ).

Введем следующие обозначения:

$\dot{G}_j = a_j + i\alpha_j, j = 1, 2$  — постоянные передачи схем развязки в направлениях задерживания;

$\dot{g}_j = a_j + i\gamma_j, j = 1, 2$  — постоянные передачи схем развязки в направлениях пропускания;

$\dot{S}_{yj} = S_{yj} + i\varphi_j, j = 1, 2$  — комплексные усиления усилителей встречных направлений;

$\dot{S}_1 = S_1 + i\Psi_1$  — комплексное усиление двустороннего усилителя при передаче слева направо.

Найдем условия устойчивости усилителя. В соответствии с критерием Найквиста условия самовозбуждения усилителя имеют вид

$$a_{o.c} = a_1 + a_2 - (S_{y_1} + S_{y_2}) = 0, \quad (4.24)$$

$$\varphi_{o.c} = \alpha_1 + \alpha_2 - (\varphi_1 + \varphi_2) = 2k\pi, k = 0, \pm 1, \dots, \quad (4.25)$$

где  $a_{o.c}$  — затухание, а  $\varphi_{o.c}$  — фазовый сдвиг в петле обратной связи.

Рабочий диапазон частот двустороннего усилителя обычно достаточно широк, а обратная связь имеет неконтролируемый характер. Поэтому можно предположить, что условие (4.25) всегда выполняется хотя бы на одной какой-либо частоте рабочей полосы частот усилителя. Тогда условием устойчивой работы будет  $a_{o.c} > 0$  или

$$a_1 + a_2 > S_{y_1} + S_{y_2}, \quad (4.26)$$

а критическим условием самовозбуждения  $a_{o.c}$  или  $a_1 + a_2 = S_{y_1} + S_{y_2}$ . Критическим усилением усилителя называют величину

$$S_{кр} = (a_1 + a_2) / 2. \quad (4.27)$$

Величину затухания в петле обратной связи  $a_{o.c} = a_1 + a_2 - (S_{y_1} + S_{y_2})$  называют запасом устойчивости двустороннего усилителя. Запас устойчивости численно равен усилению, дополнительное введение которого в систему с обратной связью приводит к самовозбуждению.



Выясним, как влияет ОС на частотную характеристику усиления двустороннего усилителя. Воспользуемся выражением, определяющим коэффициент усиления усилителя с обратной связью

$$\dot{K}_{o.c} = K / (1 - \dot{K}\beta), \quad (4.28)$$

где  $\dot{K}$  – комплексный коэффициент усиления усилителя с разомкнутой цепью обратной связи;  $\beta$  – коэффициент передачи цепи обратной связи. В соответствии с принятыми обозначениями

$$K_{o.c} = 10^{0,05S} y_{1o.c} e^{i\varphi_{o.c}} \dot{K} = 10^{0,05S} y_1,$$

$$\beta = 10^{-0,05(A_1 + A_2 - S_2)} e^{-i(\alpha_1 + \alpha_2 - \varphi_2)}.$$

Подставляя эти величины в (4.28) и переходя к логарифмическим единицам (децибелам) и модулям комплексных величин, получаем

$$S_{y_1, o.c} = S_{y_1} - 20 \lg |1 - 10^{-0,05a_{o.c}} e^{i\varphi_{o.c}}|, \quad (4.29)$$

где  $\varphi_{o.c} = \varphi_1 + \varphi_2 - (\alpha_1 + \alpha_2)$  – фазовый сдвиг в цепи ОС.

Формула (4.29) показывает, что ОС искажает частотную характеристику усиления. Обозначая искажения через  $\Delta S$ , получаем

$$\Delta S = S_{y_1} - S_{y_1, o.c} = 20 \lg |1 - 10^{-0,05a_{o.c}} e^{i\varphi_{o.c}}|. \quad (4.30)$$

Величина искажений от обратной связи зависит от запаса устойчивости  $a_{o.c}$  и фазового сдвига  $\varphi_{o.c}$ , которые на разных частотах имеют различные значения. В зависимости от значения  $\varphi_{o.c}$  обратная связь может быть либо положительной, либо отрицательной. На рис. 4.14 показан примерный вид частотных характеристик усиления при разомкнутой и замкнутой цепи ОС.

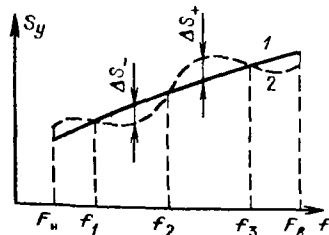


Рис. 4.14. Частотные характеристики двустороннего усилителя

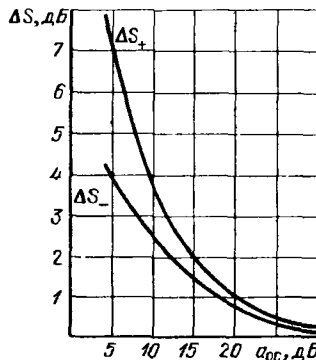


Рис. 4.15. Характеристики запаса устойчивости

Найдем наибольшие значения искажений при отрицательной ( $\Delta S_-$ ) и положительной ( $\Delta S_+$ ) обратной связи. При частотах, когда  $\varphi_{o.c} = (2k + 1)\pi$ ,  $e^{i\varphi_{o.c}} = -1$ , связь отрицательна и  $\Delta S_- = 20 \lg |1 + 10^{-0,05a_{o.c}}|$ .

$$(4.31)$$

Если  $\varphi = 2k\pi$ , то  $e^{i\varphi_{o.c}} = 1$ , связь положительна и

$$\Delta S_+ = 20 \lg |1 - 10^{-0,05a_{o.c}}|,$$

$$(4.32)$$

где  $a_{o.c}$  — децибел.

На рис. 4.15 приведены графики, построенные по формулам (4.31) и (4.32). Чем больше  $a_{o.c}$ , тем меньше искажения от обратной связи. При  $a_{o.c} \approx 35$  дБ  $\Delta S \approx 0,2$  дБ и влиянием ОС можно пренебречь.

#### 4.9. ТЕЛЕФОННЫЕ КАНАЛЫ

В системах многоканальной связи передача телефонных сообщений производится по двусторонним каналам, состоящим из двух встречных каналов ТЧ, объединенных переходными устройствами (ПУ) (см. рис. 4.1). Каждое ПУ содержит развязывающее устройство, удлинители, служащие для согласования уровней передачи в двухпроводной и четырехпроводной частях канала, и ряд вспомогательных устройств ВУ, которые используются в процессе эксплуатации (для сигнализации, передачи и приема сигналов, вызова и набора номера абонента и пр.).

Каналообразующее оборудование и оборудование линейных трактов строится по четырех- или двухпроводной двухполосной схемам. Выше было показано, что в этих системах паразитная обратная связь через встречные усилители пренебрежимо мала, поэтому можно считать, что каналы ТЧ практически независимы, обратная связь в них возникает лишь вследствие недостаточно полной балансировки развязывающих устройств на концах канала.

На рис. 4.16 приведена упрощенная структурная схема телефонного канала, на которой указаны нормированные значения измерительных уровней. Двухпроводные местные цепи соединяются с каналом в точках  $A$  и  $A'$ , между которыми остаточное затухание  $a_r = 7$  дБ. Усиление канала между точками  $T$  и  $T'$  в обоих направлениях  $S = 0$ . Нормированное значение остаточного затухания обеспечивается транзитными удлинителями ТУ с затуханием  $a = a_r/2 = 3,5$  дБ. Эти удлинители исключаются из тракта передачи в пунктах установления транзитных соединений, что позволяет сохранить неизменным остаточное затухание составного канала независимо от числа транзитов (рис. 4.17).

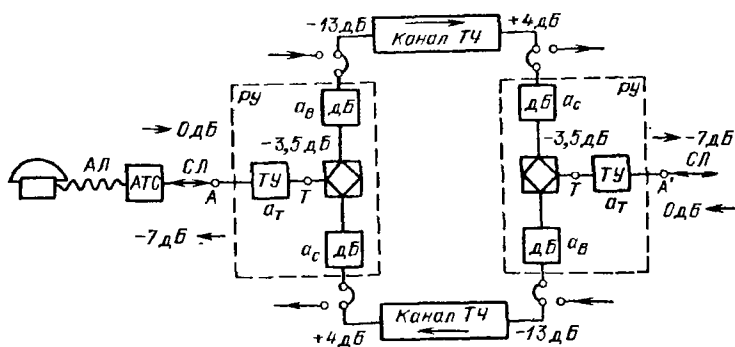


Рис. 4.16. Структурная схема телефонного канала

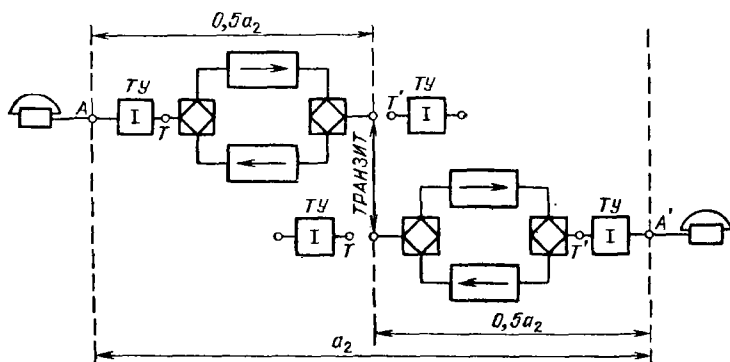


Рис. 4.17. Двухпроводный транзит

На схеме рис. 4.16 показаны также элементы коммутации, которые позволяют отключить ПУ и передать потребителю независимые встречные каналы ТЧ. Из схемы видно, что телефонный канал эквивалентен двустороннему усилителю двухпроводной однополюсной системы связи, поэтому его устойчивость и искажения от обратной связи можно определить по формулам (4.31) и (4.32).

Найдем сначала балансное затухание окончных РУ для наихудших условий, когда в точках  $A$  и  $A'$  имеет место режим холостого хода. Эти условия возможны в процессе коммутации, когда канал на некоторое время может быть отключен от местных цепей. Выше было показано, что балансное затухание определяется затуханием отраженных токов:  $A_e = a_{отр}$ . В рассматриваемой схеме ток от точки  $T$  проходит через ТУ, претерпевая затухание  $a_T = a_T/2$ , отражается в точке  $A$  с затуханием и через ТУ возвращается к точке  $T$ . Следовательно,

$$A_e = a_r + a_r + A_{\text{отрА}} = a_r + A_{\text{отрА}} \quad (4.33)$$

В режиме холостого хода  $A_{\text{отр}} = 0$  и  $A_{eXX} = a_r$ . Так как между точками  $T - T'$  усиление канала  $S = 0$ , то  $a_{o.c.XX} = 2A_{eXX} = 2a_r = 14$  дБ. Такое затухание петли обратной связи гарантирует устойчивость канала при всех изменениях параметров канала, которые возможны в условиях эксплуатации.

В рабочем режиме, т. е. при подключении к каналу (в точках  $A - A'$ ) местных цепей, затухание отражения  $A_{\text{отрА}} > 0$ . Входные сопротивления местных цепей имеют различные значения в зависимости от типа кабеля, длин соединительных и абонентских линий, качества станционных элементов, телефонных аппаратов и т. д. Опыт показывает, что в рабочем режиме затухание отражения  $A_{\text{отрА}} \geq 5$  дБ. Поэтому минимальное балансное затухание в рабочем режиме  $A_{ep} = a_r + 5$  дБ и  $a_{o.c} = 2a_r + 10$  дБ. При  $a_r = 7$  дБ получим  $a_{o.c.p} \geq 24$  дБ. Пользуясь формулой (4.32), найдем искажение от обратной связи в рабочем режиме:  $\Delta S \leq 0,6$  дБ. Такие искажения практически не влияют на качество телефонной связи.

Проделанный расчет запаса устойчивости  $a_{o.c}$  и искажений от обратной связи  $\Delta S$  обосновывает нормированное значение остаточного затухания телефонного канала  $a_r = 7$  дБ.

Неполная балансировка РУ является причиной так называемого электрического эха, механизм возникновения которого показан на рис. 4.18. Предположим, что говорит абонент пункта Б. На другом конце канала (в пункте В) разговорные точки частично отражаются в точке  $A'$ , отраженная волна попадает в канал ТЧ направления передачи В-Б и возвращается к говорящему абоненту со сдвигом во времени, равным удвоенному времени распространения сигналов между пунктами Б и В. Говорящий абонент воспринимает эти токи как повторение своего разговора — возникает первое эхо говорящего. Поскольку РУ в пункте Б сбалансировано не идеально, ток первого эха говорящего частично отражается в точке А, отраженная волна попадает в канал ТЧ направления Б-В. Возни-

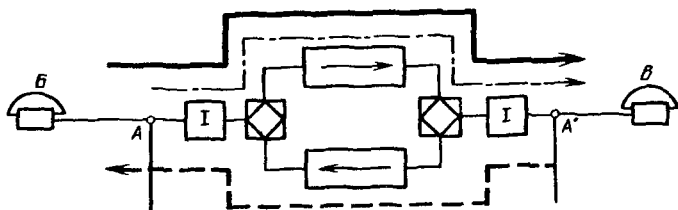


Рис. 4.18. Механизм возникновения электрического эха

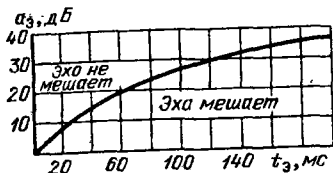


Рис. 4.19. Зависимость минимально необходимого затухания эха от времени прихода первого эха говорящего

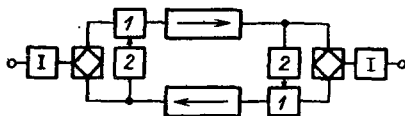


Рис. 4.20. Схема включения эхоградуителей:  
1 — блок переменного затухания; 2 — управляющее устройство

кает первое эхо слушающего. После первого эха слушающего может появиться второго эхо говорящего и т.д. Постепенно энергия токов эха уменьшается, и процесс замирает.

Мешающее действие эха говорящего проявляется в том, что он воспринимает повторение как переспрос, вследствие чего контакт между абонентами нарушается. Эхо слушающего уменьшает внятность речи.

Влияние электрического эха тем заметнее, чем больше мощность эхо-сигналов и чем больше промежуток времени между произнесением звука и появлением эха. На рис. 4.19 показана установленная опытным путем зависимость между временем распространения токов эха  $t_3$  и минимальным затуханием на их пути, при котором качество связи не будет ухудшаться. Из рисунка видно, что затухание на пути первого эха говорящего  $a_3 = 2a_r + A_{отрД}$ . При  $a_r = 7$  дБ и  $A_{отрД} = 5$  дБ получим  $a_3 = 19$  дБ.

Из графика рис. 4.19 видно, что в телефонных каналах электрическое эхо не ухудшает качества связи, если абсолютное время распространения сигнала в одном направлении не превышает 30 мс. При передаче сигналов по симметричному кабелю такое время распространения имеет место при длине магистрали около 5000 км; если используется коаксиальный кабель, то соответствующее расстояние составляет приблизительно 8000 км. В спутниковых системах время распространения сигналов достигает сотен миллисекунд, в связи с чем мешающее влияние электрического эха становится особенно опасным.

Эффект электрического эха можно существенно уменьшить, внося достаточно большое затухание (около 50 дБ) в канал ТЧ того направления, по которому в данный момент не передаются разговорные сигналы. Устройства, реализующие эту операцию, называют эхоградителями (рис. 4.20). Однако при построении и применении эхоградителей встречаются опре-

деленные трудности. Наличие в каналах шумов не дает возможности создать эхозаградитель с высокой чувствительностью. Поэтому слабые разговорные токи эхозаградителями не подавляются. При включении эхозаградителей несколько ухудшается качество связи, поскольку вследствие конечного времени их срабатывания наблюдается пропадание части начальных слогов речи. Особенно трудно обеспечить режим перебоя, т.е. дать возможность слушающему абоненту перебить собеседника.

На линиях большой протяженности на качество телефонной связи оказывает также влияние величина абсолютного времени распространения сигналов. Наличие замедления в цепи двусторонней телефонной связи приводит к появлению больших интервалов времени между репликами собеседников, что нарушает контакт между ними. Экспериментально установлено, что это влияние становится заметным при времени распространения, превышающем 250 мс. Это значение и принято МККТТ в качестве международной нормы, причем 50 мс отводится на участки тракта, находящиеся в пределах какой-либо страны (национальные участки), и 150 мс — на международную часть тракта.

При организации телефонной связи через искусственные спутники Земли (ИСЗ) абсолютное время распространения превышает указанные нормы. В этом случае абоненты должны быть предупреждены о том, что реплики собеседников будут задерживаться. В настоящее время принято, что при связях через ИСЗ абсолютное время распространения сигналов не должно превосходить 400 мс, из которых на космическую часть тракта отводится 300 мс.

## Г Л А В А 5

### ПРИНЦИПЫ МНОГОКАНАЛЬНОЙ СВЯЗИ

#### 5.1. МЕТОД УРАВНОВЕШЕННОГО МОСТА

Возможность использования свойств уравновешенного моста для передачи нескольких сообщений по одной цепи связи поясняется рис. 5.1. Если сопротивления проводов линии  $Z_{n1} = Z_{n2} = Z_{n'}$ , то при  $Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4 = Z_0$  схема, показанная на рис. 5.1, образует уравновешенный мост с сопротивлениями плеч  $Z_0$  и  $Z_0 + Z_{n'}$ . Разность потенциалов, создаваемая источником  $I_1$  между точками  $a, b$  и  $a', b'$ , равна нулю и, следовательно, сигнал  $a_1(t)$  источника  $I_1$  не воздействует на приемник  $\Pi_2$ , аналогично сигнал  $a_2(t)$  источника  $I_1$  не воздействует на приемник  $\Pi_1$ . Таким образом, при идеальной балансировке моста по одной цепи можно

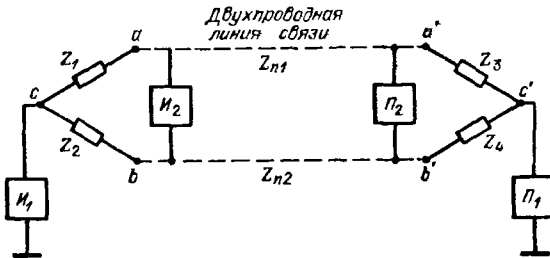


Рис. 5.1. Схема разделения методом уравновешенного моста

независимо передавать два сообщения\*. На практике идеально уравновесить мост невозможно и между каналами возникают взаимные помехи.

Дополнительные пути передачи, образованные методом уравновешенного моста, называются **искусственными цепями**. Искусственные цепи используют для передачи токов дистанционного питания, телеграфной связи, передачи дополнительных телефонных разговоров (в частности, для организации служебной связи).

Практически телеграфирование по искусственной цепи осуществляется с помощью дифференциальных трансформаторов (рис. 5.2). Телеграфные аппараты включают в средние точки линейных обмоток дифференциальных трансформаторов. В рассматриваемой схеме асимметрия двухпроводной цепи по отношению к земле, а также продольная асимметрия приводят к нарушению балансировки моста. В этом случае телеграфная цепь будет создавать большие помехи в телефонной цепи. Для уменьшения этих помех на каждой станции последовательно с телеграфными аппаратами включают фильтры нижних частот, которые задерживают составляющие телеграфных токов с частотами, превышающими 100–150 Гц. Этим достигается также снижение уровня помех, наводимых в параллельных цепях.

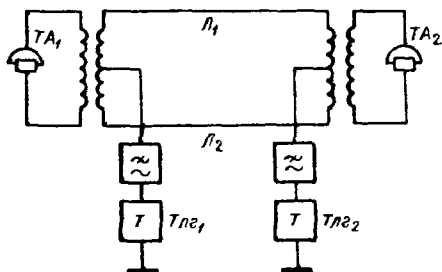


Рис. 5.2. Схема телеграфирования по искусственной цепи

\*Цепь в данном случае трехпроводная: третьим проводом является земля.

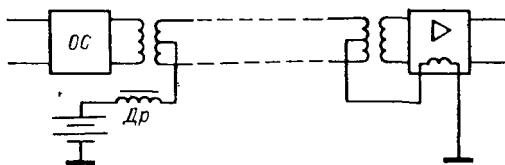


Рис. 5.3. Схема дистанционного питания

Схема "со средней точкой" широко используется на магистралях связи для передачи токов дистанционного питания (рис. 5.3).

При наличии двух физических двухпроводных цепей с помощью дифференциальных трансформаторов может быть организована, как показано на рис. 5.4, искусственная телефонная цепь. В средние точки  $A$  трансформаторов искусственной цепи можно включить телеграфные аппараты.

Разделение сигналов по методу уравновешенного моста не решает проблемы создания систем передачи с большим числом каналов. Искусственные цепи применяют как вспомогательные, совместно с более совершенными методами построения многоканальной аппаратуры.

## 5.2. СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ С ЛИНЕЙНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

### ЛИНЕЙНО-РАЗДЕЛИМЫЕ СИГНАЛЫ

Обратимся к рис. 1.3, на котором изображена структурная схема  $N$ -канальной системы передачи. В этой системе разделение канальных сигналов  $[v_i(t)]_{i=1}^N$  производится на основе тех признаков, которыми они наделяются в процессе преобразования в передающей части аппаратуры.

Рассмотрим аддитивную линейную многоканальную систему, в которой групповой сигнал  $u(t)$  получается суммированием канальных сигналов, т. е.  $u(t) = \sum v_i(t)$ , а разделяющие устройства  $\Phi_k$  представляют собой линейные четырехполюсники, т. е. операторы  $\Phi_k$  являются линейными. Назовем канальные сигналы  $v_i(t)$  такой системы линейно-разделимыми. Выясним, какими свойствами характеризуются линейно-разделимые сигналы.

Предположим, что при передаче группового сигнала по линии связи искажения и помехи отсутствуют. В этом случае выражение (1.6), описывающее операцию разделения канальных сигналов, принимает вид

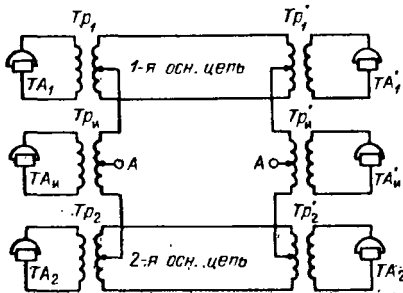


Рис. 5.4. Схема искусственной телефонной цепи.



$$v_k(t) = \Phi_k[u(t)] = \Phi_k\left[\sum_{i=1}^N v_i(t)\right],$$

откуда, ввиду линейности оператора  $\Phi_k$  (см. примечание на с. 11)

$$v_k(t) = \sum_{i=1}^N \Phi_k[v_i(t)].$$

Следовательно,

$$\Phi_k[v_i(t)]_{i=1}^N = \begin{cases} v_k(t), & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (5.1)$$

Разделение канальных сигналов должно осуществляться при любых первичных сигналах  $a(t)$  на входах каналов. Так, в телефонной аппаратуре канальные сигналы должны быть разделены независимо от высоты голоса абонента, произношения, языка и т.п. Преобразователь  $k$ -го канала  $M_k$  преобразует каждый первичный сигнал из множества возможных первичных сигналов  $A$  в соответствующий канальный сигнал. Обозначим через  $V_k$  множество канальных сигналов  $k$ -го канала. Сигнал  $v_k(t)$ , входящий в выражение (5.1), является элементом этого множества:  $v_k(t) \in V_k^*$ . Аналогично преобразователь  $n$ -го канала  $M_n$  преобразует множество первичных сигналов  $A$  в множество канальных сигналов  $n$ -го канала  $V_n$  и т.д.

Множества канальных сигналов  $V_k$ ,  $k = \overline{1, N}$  назовем линейно-разделимыми, если выражение (5.1) справедливо для всех канальных сигналов каждого из этих множеств. Свойства линейно-разделимых множеств сигналов определяются следующей теоремой.

Для того чтобы множества сигналов  $V_1, V_2, \dots, V_N$  были линейно-разделимыми, необходимо и достаточно, чтобы эти множества были линейными и не имели взаимных пересечений.

Напомним, что множество является линейным, если в него входит любая линейная комбинация его элементов. Так, если  $x_1$  и  $x_2$  — элементы некоторого множества  $X$ , то  $X$  есть линейное множество, если  $(c_1 x_1 + c_2 x_2) \in X$ , где  $c_1$  и  $c_2$  — произвольные постоянные. Например, линейным будет множество сигналов, частотные спектры которых не содержат составляющих выше частоты  $f_c$ . Действительно, если  $x_1(t)$  и  $x_2(t)$  — два таких сигнала, то сигнал  $c_1 x_1(t) + c_2 x_2(t)$  также не содержит частот, превышающих  $f_c$ .

Непересекающимися являются множества, не имеющие ни одного общего элемента, за исключением нулевого  $x = 0$ . Например, непересекающимися по частоте будут множества сигналов, спектры которых расположены в различных непересекающихся участках частотного диапазона.

\*  $\in$  — знак принадлежности. Читается как  $v_k(t)$  входит в  $V_k$ , или  $v_k(t)$  содержится в  $V_k$ , или  $v_k(t)$  принадлежит  $V_k$ .

Для доказательства теоремы перепишем выражение (5.1) для каких-либо двух множеств канальных сигналов, например,  $V_k$  и  $V_j$ :

$$\Phi_k[v_k(t)] = v_k(t), v_k(t) \in V_k, \quad (5.2)$$

$$\Phi_k[v_j(t)] = 0, v_j(t) \in V_j. \quad (5.3)$$

Если выражение (5.2) справедливо для любых сигналов  $v'_k(t), v''_k(t), \dots$ , входящих в множество  $V_k$ , то, в силу линейности оператора  $\Phi_k$ , аналогичное выражение справедливо также для  $c_1 v'_k(t) + c_2 v''_k(t)$ , где  $c_1$  и  $c_2$  — произвольные числа:

$$\begin{aligned} \Phi_k[c_1 v'_k(t) + c_2 v''_k(t)] &= c_1 \Phi_k[v'_k(t)] + c_2 \Phi_k[v''_k(t)] = \\ &= c_1 v_k(t) + c_2 v''_k(t). \end{aligned} \quad (5.4)$$

Следовательно,  $c_1 v'_k(t) + c_2 v''_k(t) \in V_k$  и, по определению, множество  $V_k$  — линейно.

Покажем, что множества  $V_k$  и  $V_j$  не должны иметь взаимного пересечения. Предположим обратное, т.е. что имеется сигнал  $v(t) \neq 0$ , принадлежащей как  $V_k$ , так и  $V_j$ . Тогда в соответствии с (5.2) на выходе разделителя  $\Phi_k$  получим сигнал  $v(t)$ , но одновременно, в соответствии с (5.3), отклик того же самого разделителя  $\Phi_k$  на тот же сигнал равен нулю. Из этого противоречия следует, что не равный нулю сигнал  $v(t)$  не может принадлежать  $V_k$  и  $V_j$ . Это означает (согласно определению), что множества  $V_k$  и  $V_j$  не имеют взаимного пересечения. Таким образом, теорема доказана.

Известно, что элементы линейных непересекающихся множеств линейно-независимы. Поэтому из доказанной теоремы следует, что для возможности линейного разделения канальных сигналов необходимо и достаточно, чтобы они были линейно-независимы.

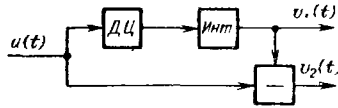
По определению функции  $v_1(t), v_2(t), \dots, v_N(t)$  — линейно-независимы, если их линейная комбинация  $c_1 v_1(t) + c_2 v_2(t) + \dots + c_N v_N(t)$  тождественно равна нулю только при  $c_1 = c_2 = \dots = c_N = 0$ . Чтобы установить, являются ли функции  $v_i(t)$ ,  $i = \overline{1, N}$ , линейно-независимыми в промежутке  $0 < t < T$ , строят определитель

$$G[v_1(t) \dots v_N(t)] = \begin{vmatrix} c_{11} & c_{12} & \dots & c_{1N} \\ c_{21} & c_{22} & \dots & c_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ c_{N1} & c_{N2} & \dots & c_{NN} \end{vmatrix}, \quad (5.5)$$

где  $c_{ij} = \int_0^T v_i(t) v_j(t) dt$ .

Определитель (5.5), называемый определителем Грама, положителен если функции  $v_i(t)$  линейно-независимы, и равен нулю, если они линейно-зависимы. Например, функции  $A_0, +A_1 t, A_2 t^2, \dots, A_N t^N$ , где  $A_0, A_2, \dots, A_N$  — вещественные числа, линейно-независимы. Поэтому сигналы такого вида линейно-разделимы и могут быть использованы

Рис. 5.5. Схема разделения линейно-независимых сигналов:  
 $v_1(t) = A_0$ ,  $v_2(t) = A_1 t$ ; ДЦ — дифференцирующая цепь, Инт — интегратор



в качестве канальных сигналов линейной многоканальной системы передачи.

Покажем на примере двухканальной системы, как можно построить для таких сигналов схему разделения. Пусть на интервале  $0 \leq t < T$  канальные сигналы имеют вид  $v_1(t) = A_0$ ;  $v_2(t) = A_1 t$ ; на вход раздельного устройства попадает групповой сигнал  $u(t) = A_0 + A_1 t$ .

Для разделения продифференцируем сигнал  $u(t)$ :  $u'(t) = A_1$  и полученную производную проинтегрируем с переменным верхним пределом  $t$ :

$\int_0^t A_1 dt = A_1 t = v_2(t)$ .  
 Таким образом, из  $u(t)$  выделен сигнал  $v_2(t)$ . Сигнал  $v_1(t)$  получим, вычитая  $v_2(t)$  из  $u(t)$ . Структурная схема устройства, выполняющего операцию разделения, показана на рис. 5.5.

В качестве второго примера рассмотрим функции  $v_1(t) = \sin \omega t$ ,  $v_2(t) = \sin(\omega t + \varphi)$ ,  $v_3(t) = \sin(\omega t + \Psi)$ . Легко показать, что данные функции линейно-зависимы. Действительно, можно подобрать такие не равные нулю коэффициенты  $c_1$ ,  $c_2$  и  $c_3$ , при которых  $c_1 \sin \omega t + c_2 \sin(\omega t + \varphi) + c_3 \sin(\omega t + \Psi) = 0$ . Это тождество имеет место, например, при  $c_1 = 1$ ,  $c_2 = \sin \Psi / \sin(\varphi - \Psi)$  и  $c_3 = \sin \varphi / \sin(\Psi - \varphi)$ . Следовательно, линейное разделение таких сигналов невозможно и их нельзя использовать в качестве канальных сигналов линейной многоканальной системы передачи.

## ФОРМИРОВАНИЕ КАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Как показано выше, канальные сигналы различных каналов линейных многоканальных систем передачи должны быть линейно-независимы. Вместе с тем для выполнения основной задачи связи — передачи сообщений — необходимо, чтобы в канальных сигналах были отображены первичные сигналы, соответствующие передаваемым сообщениям. Чтобы выполнить эти условия, построим передающую часть многоканальной системы следующим образом.

Выберем некоторый класс  $R$  линейно-независимых функций  $r_i(t) = r(t, \alpha_i, \beta_i, \dots, \lambda_i)$ ,  $i = \overline{1, N}$  и с помощью специального генераторного оборудования сформируем соответствующие этим функциям вспомогательные колебания, которые будем называть переносчиками. Величины  $\alpha_i, \beta_i, \dots, \lambda_i$  представляют собой постоянные параметры переносчиков.

Поскольку по условию переносчики линейно-независимы, то каждый из них можно выделить из их суммы линейным разделяющим устройством и, следовательно, их можно использовать в качестве канальных сигналов. Чтобы в каждом из канальных

сигналов было также отображено передаваемое сообщение, осуществляют модуляцию переносчиков первичными сигналами. Сущность модуляции состоит в том, что один (или несколько) из параметров переносчика изменяют пропорционально первичному сигналу. Например, если в процессе модуляции изменяется параметр  $\alpha_i$ , то

$$\alpha_{iM} = \alpha_{i0} + \Delta\alpha_i a_{iH}(t) = \alpha_{i0} [1 + m_i a_{iH}(t)], \quad (5.6)$$

где  $\alpha_{iM}$  — функция, характеризующая изменения модулируемого параметра;  $\alpha_{i0}$  — значение параметра  $\alpha_i$  в отсутствие модуляции;  $\Delta\alpha_i$  — максимальное приращение параметра в процессе модуляции, или девиация значения параметра;  $a_{iH} = a_i(t) / \max a_i(t)$  — нормированный модулирующий первичный сигнал;  $m_i = \Delta\alpha_i / \alpha_{i0}$  — наибольшее относительное изменение параметра, или глубина модуляции.

Так, в качестве переносчиков можно использовать гармонические колебания  $r_i(t) = R_i \sin(\omega_i t + \varphi_i)$ , параметрами которых являются амплитуда  $R_i$ , частота  $\omega_i$  и начальная фаза  $\varphi_i$ . Любой из этих параметров можно модулировать, получая соответственно три вида модуляции: амплитудную (АМ), частотную (ЧМ) и фазовую (ФМ).

Параметры переносчиков можно разделить на две группы: параметры, подверженные модуляции, — информационные и параметры, отличающие друг от друга переносчики различных каналов, — разделительные. Возможно построение аппаратуры, в которой один и тот же параметр играет роль и информационного, и разделительного.

Обратимся снова к структурной схеме многоканальной системы (см. рис. 1.3). Дополним передающую часть аппаратуры генератором переносчиков ГП и подведем к преобразователям  $M_i$ , кроме первичных сигналов  $a_i(t)$  переносчики  $r_i(t)$ ,

как это показано на рис. 5.6. В преобразователях  $M_i$  происходит модуляция переносчиков первичными сигналами и таким образом формируются каналные сигналы

$$v_i(t) = r [t, \alpha_{iM}(t), \lambda_i], \quad (5.7)$$

где  $\alpha_{iM}(t)$  — информационный параметр, изменяющийся в соответствии с выражением (5.6);  $\lambda_i$  — разделительный параметр, определяющий принадлежность

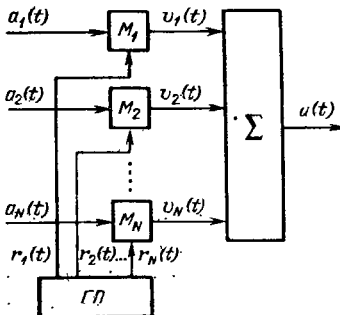


Рис. 5.6. Структурная схема передающей части многоканальной системы.

сигнала  $v_i(t)$   $i$ -му каналу. Преобразователи  $M_i$  будем называть **модуляторами**.

Наиболее простой является амплитудная модуляция, когда пропорционально модулирующему первичному сигналу изменяется интенсивность переносчика. При этом роль модулятора выполняет перемножитель напряжений, а модулированный (канальный) сигнал имеет вид

$$v_i(t) = a_i(t)r(t, \lambda_i). \quad (5.8)$$

Поскольку длительность передачи сообщений в каждом из каналов произвольна, то переносчики выбирают в классе периодических функций:

$$r(t, \alpha_i, \lambda_i) = r[(t - pT_r), \alpha_i \lambda_i], \quad (5.9)$$

где  $T_r$  — период;  $p$  — произвольное целое число.

В большинстве случаев целесообразно выбирать период так, чтобы на интервале  $T_r$  изменения первичного сигнала были пренебрежимо малы, т. е.

$$a_i(t) \approx \text{const} \text{ при } pT_r < t < (p+1)T_r, \quad (5.10)$$

Принимая во внимание, что первичные сигналы являются сигналами с практически ограниченным спектром, и обозначая через  $F_a$  наивысшую частоту спектра первичного сигнала, из условия (5.10), на основании теоремы Котельникова получаем

$$T_a = 1/2F_a. \quad (5.11)$$

Сформированные в результате модуляции канальные сигналы содержат в себе сведения как о первичных сигналах  $a_i(t)$ , так и о переносчиках  $r_i(t)$ . Канальные сигналы различных каналов отличаются один от другого значениями разделительного параметра  $\lambda_i$ . Каждому каналу соответствует некоторая область  $\Lambda_i$  значений разделительного параметра, причем эти области не должны пересекаться. В приемной части аппаратуры известны  $\lambda$ -области каждого канала. Разделение канальных сигналов оказывается возможным, так как множество сигналов  $V_i$ , соответствующих некоторой области  $\Lambda_i$  значений  $\lambda$ , принадлежит  $i$ -му каналу, тогда как множество сигналов  $V_j$ , соответствующих некоторой неперекрывающейся области  $\Lambda_j$  значений  $\lambda$ , принадлежит  $j$ -му каналу.

После разделения из каждого канального сигнала нужно выделить сигнал, соответствующий изменениям информационного параметра  $\alpha_{iM}(t)$ , т. е. восстановить первичный сигнал  $a_i(t)$ . Эта операция, обратная модуляции, производится устройствами  $D_i$  (см. рис. 1.3), которые называют **демодуляторами**.

В современной технике многоканальной связи в качестве

переносчиков используют колебания различного вида. Наибольшее применение находят гармонические (синусоидальные) колебания либо периодические последовательности прямоугольных импульсов. Если в качестве переносчиков применяются гармонические колебания, возможна амплитудная, частотная или фазовая модуляции. Если в различных каналах используют переносчики с различными частотами (или, как говорят, различные несущие частоты) и в результате модуляции получают каналные сигналы, спектры которых размещаются в неперекрывающихся частотных полосах, то такие системы называют системами с разделением каналов по частоте. Если разделительным параметром гармонического переносчика является начальная фаза, то имеет место разделение каналов по фазе. При этом обычно применяется амплитудная модуляция.

При использовании в качестве переносчиков периодических последовательностей прямоугольных импульсов возможна их модуляция по амплитуде (амплитудно-импульсная модуляция АИМ), длительности или ширине (широотно-импульсная модуляция ШИМ), фазе (фазо-импульсная модуляция ФИМ) и частоте (частотно-импульсная ЧИМ). В системах с импульсными переносчиками имеет место разделение каналов по времени: передача осуществляется так, что элементы сигнала, принадлежащего данному каналу, передаются в те промежутки времени, когда тракт свободен от сигналов других каналов.

Наиболее общий вид разделения — разделение по форме канальных сигналов, когда их частотные спектры перекрываются и передача во всех каналах происходит одновременно. В системах с разделением по форме в качестве переносчиков могут использоваться электрические колебания, описываемые функциями Якоби, Лежандра, Лаггера, Уолша и множеством других линейно-независимых систем функций.

## РАЗДЕЛЯЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Перейдем теперь к приемной части линейной многоканальной системы передачи. Рассмотрим один из каналов (например,  $k$ -й).

Предположим, что при передаче группового сигнала  $u(t)$  в линии связи отсутствуют искажения и помехи и что разделяющие устройства в приемной части аппаратуры (разделяющие фильтры) идеальны, т.е. что в процессе разделения не возникают искажения и взаимные помехи между каналами. Тогда для описания операции выделения (фильтрации)  $k$ -го канального

сигнала  $v_k(t)$  из группового сигнала  $u(t)$  можно воспользоваться выражением (5.1) :

$$\Phi_k[u(t)] = \Phi_k \left[ \sum_{i=1}^N v_i(t) \right] = \begin{cases} v_k(t - t_k), & i = k, \\ 0, & i \neq k, \end{cases} \quad (5.12)$$

где  $t_k$  — время задержки сигнала в разделяющем фильтре.

Задача состоит в том, чтобы определить структуру оператора  $\Phi_k$ , т.е. иными словами, структуру разделяющего фильтра  $k$ -го канала. Так как разделяющие фильтры представляют собой линейные четырехполюсники, то для решения этой задачи воспользуемся методами теории линейных электрических цепей. Известно, что сигнал  $y(t)$  на выходе линейного четырехполюсника, при подаче на его вход воздействия  $x(t)$ , можно найти с помощью интеграла Дюамеля:

$$y(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) x(t - \tau) d\tau,$$

где  $g(t)$  — импульсная реакция четырехполюсника\*.

Зная импульсную реакцию, по формуле

$$H(i\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-i\omega t} dt$$

можно определить передаточную функцию фильтра (комплексную частотную характеристику) и синтезировать соответствующую электрическую цепь.

Таким образом, задача определения структуры разделяющих фильтров сводится, в первую очередь, к нахождению их импульсной реакции.

В приемной части многоканальной аппаратуры к входам разделяющих фильтров подводится групповой сигнал  $u(t)$ , а на выходах должны быть получены каналные сигналы  $v_i(t)$ ,  $i = 1, N$ . Следовательно, используя интеграл Дюамеля, формулу (5.12) для  $k$ -го разделительного фильтра можно переписать следующим образом:

$$\Phi_k[u(t)] = \int_{-\infty}^t g_k(\tau) u(t - \tau) d\tau = v_k(t - t_k), \quad (5.13)$$

или

$$\int_{-\infty}^t g_k(\tau) v_i(t - \tau) d\tau = \begin{cases} v_k(t - t_k), & i = k, \\ 0, & i \neq k, \end{cases} \quad (5.14)$$

где  $g_k(\tau)$  — импульсная реакция  $k$ -го разделяющего фильтра. Функцию  $g_k(\tau)$  называют также **весовой функцией фильтра**.

\* Здесь предполагается, что разделяющие фильтры представляют собой четырехполюсники с постоянными параметрами.

... Выражения (5.13) и (5.14) эквивалентны. Каждое из них будем рассматривать как интегральное уравнение с неизвестной функцией  $g_k(\tau)$ . Решив его, найдем весовую функцию  $k$ -го разделяющего фильтра, знания которой, по крайней мере, принципиально достаточно для его реализации.

Канальные сигналы, входящие в (5.14), представляют собой переносчики  $r_i(t)$ , модулированные первичными сигналами  $a_i(t)$ , и определяются формулами (5.6) и (5.7):

$$v_i(t) = r [t, \alpha_{iM}(t), \lambda_i]; \alpha_{iM}(t) = \alpha_{i0} [1 + m_i a_{iH}(t)].$$

Первичный сигнал  $a(t)$  — случайный процесс и каждому конкретному сообщению соответствует определенная реализация этого процесса. Для решения (5.14) выберем реализацию первичного сигнала  $a^0(t)$  с характеристиками, достаточно полно отображающими свойства всего множества первичных сигналов. Такие характеристики были рассмотрены в гл. 2. Функцию  $a^0(t)$  можно назвать "расчетным сигналом". При подстановке этого сигнала в уравнение (5.14) оно приобретает вид

$$\int_{-\infty}^t g_k(\tau) r [(t-\tau), \alpha_{iM}^0(t-\tau), \lambda_i] d\tau = \begin{cases} r [(t-t_k), \alpha_{kM}^0(t-t_k), \lambda_k], & i \neq k, \\ 0, & i = k, \end{cases} \quad (5.15)$$

$$\text{где } \alpha_{iM}^0(t) = \alpha_{i0} [1 + m_i a_H^0(t)]. \quad (5.16)$$

В уравнение (5.15) входят определенные (неслучайные) функции, что позволяет сравнительно просто найти его решение.

#### СИСТЕМА С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ПЕРЕНОСЧИКОВ

Рассмотрим теперь один важный частный случай разделения канальных сигналов, когда они формируются путем амплитудной модуляции переносчиков. Во многих системах, применяемых на практике, используется этот метод модуляции, теория таких систем наиболее проста и наглядна.

Как уже говорилось ранее, при амплитудной модуляции пропорционально первичному сигналу  $a_i(t)$  изменяется интенсивность переносчика и канальный сигнал имеет вид

$$v_i(t) = a_i(t) r_i(t). \quad (5.17)$$

Модулятор в этом случае представляет собой перемножитель, к одному входу которого подводится первичный сигнал, а к другому — переносчик. Переносчики  $r_i(t)$  периодические, с периодом  $T_d$  функции, причем  $T_d$  выбирается так, чтобы за время  $pT_d < t < (p+1)T_d$ , где  $p$  — любое целое число, изменениями первичного сигнала можно было пренебречь, т.е.  $a_i(t) = a_i(pT_d)$  при  $pT_d < t < (p+1)T_d$ . Следовательно, канальные сигналы выражаются как

$$v_i(t) = a_i(pT_d) r_i(t), pT_d < t < (p+1)T_d. \quad (5.18)$$



Указанные выше условия работы передающей части аппаратуры позволяют записать операцию (5.14) разделения канальных сигналов в виде

$$a_i(pT_d) \int_{pT_d}^{(p+1)T_d} g_k(t) r_i(t) dt = \begin{cases} x_k(pT_d), & i = k, \\ 0, & i \neq k, \end{cases} \quad (5.19)$$

где через  $x_k(pT_d)$  обозначено напряжение на выходе разделительного фильтра в конце  $k$ -го интервала интегрирования.

Потребуем, чтобы  $x_k(pT_d) = c_k a_k(pT_d)$ , т.е. чтобы на выходе  $k$ -го разделительного фильтра получились напряжения, пропорциональные отсчетам первичного сигнала. Это требование будет выполнено, если весовые функции разделяющих фильтров подобрать так, чтобы выполнялось условие

$$\int_{pT_d}^{(p+1)T_d} g_k(t) r_i(t) dt = \begin{cases} c_k, & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases} \quad (5.20)$$

Таким образом, весовые функции  $g_k(t)$  разделяющих фильтров в приемной части аппаратуры должны быть ортогональны переносчикам  $r_i(t)$ .

Одна из возможных процедур определения функций  $g_k(t)$  заключается в следующем. Рассмотрим  $k$ -канальную систему передачи и будем искать функции  $g_k(t)$  в виде линейной комбинации переносчиков  $r_i(t)$ , т.е.

$$\left. \begin{aligned} g_1(t) &= c_{11}r_1(t) + c_{12}r_2(t) + \dots + c_{1N}r_N(t), \\ g_2(t) &= c_{21}r_1(t) + c_{22}r_2(t) + \dots + c_{2N}r_N(t), \\ &\dots \\ g_N(t) &= c_{N1}r_1(t) + c_{N2}r_2(t) + \dots + c_{NN}r_N(t) \end{aligned} \right\} \quad (5.21)$$

Для определения весовой функции  $g_1(t)$  разделяющего фильтра первого канала необходимо найти коэффициенты  $c_{11}, c_{12}, \dots, c_{1N}$ ; функция  $g_2(t)$  определяется коэффициентами  $c_{21}, c_{22}, \dots, c_{2N}$  и т.д.

Чтобы найти коэффициенты  $c_{11}, c_{12}, \dots, c_{1N}$ , применим к первой строке выражений (5.21) операцию (5.20), т.е. умножим все элементы первой строки на  $r_1(t)$  и проинтегрируем произведение в пределах от  $pT_d$  до  $(p+1)T_d$ , затем умножим первую строку на  $r_2(t)$  и проинтегрируем и т.д. В результате получим следующую систему из  $N$  линейных алгебраических уравнений относительно неизвестных коэффициентов  $c_{ij}$

$$\left. \begin{aligned} c_1 &= c_{11}I_{11} + c_{12}I_{12} + \dots + c_{1N}I_{1N}, \\ 0 &= c_{11}I_{21} + c_{12}I_{22} + \dots + c_{1N}I_{2N}, \\ &\dots \\ 0 &= c_{11}I_{N1} + c_{12}I_{N2} + \dots + c_{1N}I_{NN}. \end{aligned} \right\} \quad (5.22)$$

Здесь введено обозначение

$$I_{ij} = \int_{pT_d}^{(p+1)T_d} r_1(t) r_j(t) dt.$$

Вторая строка из выражений (5.21) в результате применения операции (5.20) дает аналогичную систему уравнений относительно коэффициентов  $c_{21}, c_{22}, \dots, c_{2N}$ , определяющих весовую функцию  $g_2(t)$ :

$$\left. \begin{aligned} 0 &= c_{21}I_{11} + c_{22}I_{12} + \dots + c_{2N}I_{1N}, \\ c_2 &= c_{21}I_{21} + c_{22}I_{22} + \dots + c_{2N}I_{2N}, \\ 0 &= c_{21}I_{N1} + c_{22}I_{N2} + \dots + c_{2N}I_{NN}. \end{aligned} \right\} \quad (5.23)$$

Таким образом, получим  $N$  систем уравнений. Решив их, найдем значение всех коэффициентов  $c_{ij}$  и, следовательно, в соответствии с выражениями (5.21) все весовые функции.

Один из возможных способов реализации разделяющих фильтров заключается в моделировании операций, которые необходимо выполнить согласно выражению (5.19) над групповым сигналом  $u(t)$ . Структурная схема такого устройства для  $k$ -го канала приведена на рис. 5.7.

Основными элементами разделяющего устройства являются перемножитель и интегратор; кроме того, в состав приемной части должен входить генератор весовых функций  $g_k(t)$ . Приходящий из линии групповой сигнал  $u(t)$  умножается на весовую функцию и произведение подается на интегратор. В конце интервала интегрирования  $T_d$  на выходе интегратора возникает напряжение, пропорциональное мгновенному значению (отсчету) первичного сигнала  $a_k(pT_d)$ , которое через ключ считывания  $K_{сч}$  подается на интерполятор  $D_k$ , формирующий аналоговый каналный сигнал  $a_k(t)$ . После считывания осуществляется сброс напряжения, накопленного интегратором, и таким образом он подготавливается к новому циклу обработки группового сигнала.

Весовые функции  $g_k(t)$ , а также импульсы  $u_{сч}$  и  $u_{сбр}$ , соответственно открывающие считывающий ключ и сбрасывающие напряжение интегратора, должны быть строго синхронизированы с переносчиками  $r_i(t)$ .

На рис. 5.8 приведена структурная схема  $N$ -канальной системы передачи с амплитудной модуляцией линейно-независимых переносчиков  $r_i(t)$ . Передающая часть аппаратуры содержит ключи  $K_i, i = \overline{1, N}$ , с помощью которых производится дискрети-

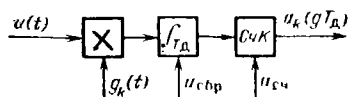


Рис. 5.7. Структурная схема разделяющего устройства

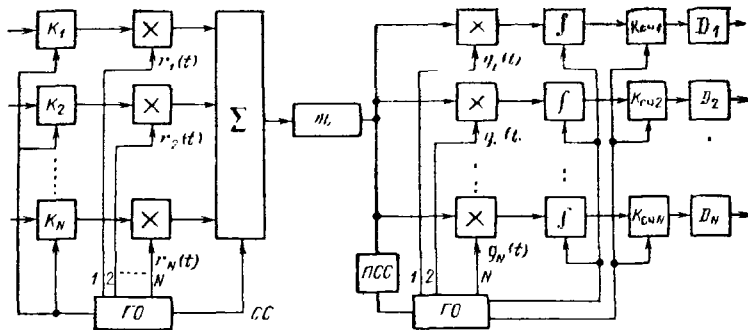


Рис. 5.8. Структурная схема  $N$ -канальной системы передачи с амплитудной модуляцией

зация первичных сигналов; перемножители; генераторное оборудование ГО и устройство объединения (суммирование) канальных сигналов. В состав ГО входит генератор переносчиков — периодических, с периодом  $T_d$ , линейно-независимых функций  $r_i(t)$ . Кроме того, генераторное оборудование вырабатывает напряжение  $u_d(t)$ , управляющее работой ключей, и сигнал синхронизации  $u_c(t)$ . Напряжение  $u_d(t)$  представляет собой периодическую, с периодом  $T_d$ , последовательность прямоугольных импульсов, одновременно открывающих ключи  $K_1, K_2, \dots, K_N$  в начале каждого периода переносчиков  $r_i(t)$ . В результате на выходах ключей появляются напряжения, пропорциональные мгновенным значениям первичных сигналов  $a_i(t) - a_i(pT_d), pT_d < t < (p+1)T_d$ , где  $p$  — любое целое число. Эти напряжения подаются на входы перемножителей, на другие входы которых поступают переносчики  $r_i(t)$ . На входах перемножителей формируются канальные сигналы  $v_i(t) = a_i(pT_d) \times X r_i(t), pT_d < t < (p+1)T_d$ .

Все канальные сигналы складываются в устройстве объединения, где к ним прибавляется также сигнал синхронизации  $u_c(t)$ . В результате получается групповой сигнал  $u(t) = \sum_{i=1}^N v_i(t) + u_c(t)$ , который подается в линию связи.

В состав приемной части аппаратуры входят: генераторное оборудование с генератором весовых функций  $g_k(t)$ ; перемножители весовых функций на принятый сигнал  $u(t)$ ; интеграторы полученных произведений; ключи считывания  $K_{сч}$  и устройства восстановления  $D_i$  (интерполяторы) первичных сигналов. Сигнал синхронизации  $u_c(t)$ , содержащийся в составе колебания  $u(t)$ , выделяется приемником синхросигнала и управляет работой ГО. При этом вырабатываются весовые функции  $g_k(t)$ , удовлетворяющие условию (5.20), а также

импульсы, управляющие считывающими ключами и осуществляющие сброс напряжений интеграторов в начале каждого периода обработки сигнала  $u(t)$ .

#### ОПТИМИЗАЦИЯ МНОГОКАНАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ С АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ПО КРИТЕРИЮ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ-ПОМЕХА

В самом общем виде задача оптимизации многоканальной системы передачи была поставлена в § 1.3. Но в связи с тем, что в такой общей форме эта задача обычно практически неразрешима, ее решают в существенно суженной постановке. Однако и в данном случае получают результаты, имеющие важное практическое значение.

Решим одну из таких важных частных задач, а именно, задачу оптимизации  $N$ -канальной системы с амплитудной модуляцией линейно-независимых переносчиков  $r_i(t)$ , структурная схема которой была построена в предыдущем разделе. Групповой сигнал такой системы в промежутке времени  $pT_d < t < (p+1)T_d$  имеет вид

$$u(t) = \sum_{i=1}^N a_i(t) r_i(t); \quad (5.24)$$

структура разделительных фильтров соответствует рис. 5.7, причем весовые функции  $g_k(t)$  определяются по формулам (5.20).

Предположим, что в линии связи отсутствуют искажения, но на сигнал  $u(t)$  накладывается аддитивная помеха  $n(t)$  с известными статистическими характеристиками. Тогда сигнал на входе разделительных фильтров

$$u(t) = u(t) + n(t), \quad (5.25)$$

а на выходе считывающего ключа  $k$ -го разделительного фильтра в моменты времени  $t = (p+1)T_d$  появится напряжение

$$x_k(pT_d) = a_k(pT_d) = \int_{pT_d}^{(p+1)T_d} r_k(t) g_k(t) dt + \int_{pT_d}^{(p+1)T_d} n(t) g_k(t) dt. \quad (5.26)$$

В (5.26) первое слагаемое — полезный сигнал, второе — напряжение помехи на выходе  $k$ -го канала. Введем обозначения:

$$\epsilon_k = \int_{pT_d}^{(p+1)T_d} n(t) g_k(t) dt \text{ — напряжение помехи на выходе } k\text{-го канала;}$$

$\epsilon_k$  — случайная величина, статистические характеристики которой определяются помехой и видом весовой функции  $g_k(t)$ ;

$P_{ck}$  — мощность полезного сигнала на выходе  $k$ -го канала;

$P_{nk}$  — отношение сигнал-помеха:  $q_k = P_{ck}/P_{nk}$ .

Оптимизация системы заключается в определении вида переносчиков  $r_i(t)$  и весовых функций  $g_i(t)$ , максимизирующих отношение сигнал-помеха  $q_k$  при фиксированной мощности канальных сигналов  $v_i(t)$  и заданных характеристиках помехи.

Для решения задачи оптимизации выведем выражение для  $q_k$ . Очевидно, для этого нужно найти мощности сигнала  $P_{ck}$  и помехи  $P_{nk}$ . Напряжения сигнала и помехи на выходе считывающего ключа  $k$ -го разделительного фильтра представляют собой случайные величины и их мощности равны соответствующим дисперсиям\*. Поэтому

$$P_{ck} = D \left[ a_k(t) \int_{pT_d}^{(p+1)T_d} r_k(t) g_k(t) dt \right], \quad (5.27)$$

$$P_{nk} = D(\epsilon_k^2) = M(\epsilon_k^2). \quad (5.28)$$

В выражении (5.27) случайным является множитель  $a_k(pT_d)$ , характеризующий передаваемое сообщение. Учитывая, что функции  $r_k(t)$  и  $g_k(t)$  — периодические, для упрощения записи возьмем нижний предел интегрирования равным 0, а верхний —  $T_d$ . Тогда получим

$$P_{ck} = D[a_k(pT_d)] \int_0^{T_d} r_k(t) g_k(t) dt$$

и, поскольку  $D[a_k(pT_d)] = P_a$  — мощность первичного сигнала  $a(t)$ , то

$$P_{ck} = P_a \int_0^{T_d} r_k(t) g_k(t) dt. \quad (5.29)$$

Найдем теперь мощность помехи. Чтобы воспользоваться формулой (5.28), запишем выражение для  $\epsilon^2$ :

$$\epsilon_k^2 = \int_0^{T_d} \int_0^{T_d} g_k(t) g_k(\tau) n(t) n(\tau) dt d\tau.$$

Усредняя, находим

$$P_{nk} = M(\epsilon_k^2) = \int_0^{T_d} g_k(t) dt \int_0^{T_d} g_k(\tau) M[n(t) n(\tau)] d\tau.$$

Но  $M[n(t) n(\tau)] = B_n(t - \tau)$  — функция корреляции помехи и тогда

$$P_{nk} = \int_0^{T_d} g_k(t) dt \int_0^{T_d} g_k(\tau) B_n(t - \tau) d\tau. \quad (5.30)$$

Выразим  $P_{nk}$  через спектры помехи и весовой функции. Для этого воспользуемся связью между функцией корреляции  $B_n(\tau)$  и энергетическим спектром помехи  $G_n(\omega)$ :

$$B_n(\tau) = \int_0^{\infty} G_n(\omega) \cos \omega \tau d\omega = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} G_n(\omega) e^{i\omega \tau} d\omega. \quad (5.31)$$

\* См. формулы (2.2) и (2.4)

Подставив выражение (5.31) в (5.30), получаем

$$P_{пк} = \frac{1}{2} \int_0^{T_A} g_k(t) dt \int_0^{T_A} g_k(\tau) d\tau \int_{-\infty}^{\infty} G_n(\omega) e^{i\omega(t-\tau)} d\omega = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} G_n(\omega) \times \\ \times d\omega \int_0^{T_A} g_k(t) e^{i\omega t} dt \int_0^{T_A} g_k(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} G_n(\omega) S_{gk}(i\omega) \times \\ \times S_{gk}^*(i\omega) d\omega,$$

где  $S_{gk}(i\omega) = \int_0^{T_A} g_k(t) e^{-i\omega t} dt$  — спектр одного периода ве-

совой функции, а  $S_{gk}^*(i\omega)$  — комплексно-сопряженная функция. Так как  $S_{gk}(i\omega) S_{gk}^*(i\omega) = |S_{gk}(\omega)|^2$ , то, окончательно,

$$P_{пк} = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} G_n(\omega) |S_{gk}(\omega)|^2 d\omega. \quad (5.32)$$

В частном случае, если помеха имеет равномерный энергетический спектр, ограниченный некоторой частотой  $\Omega$ , т.е.

$$G_n(\omega) = \begin{cases} G_0, & -\Omega < \omega < \Omega, \\ 0, & |\omega| > \Omega, \end{cases}$$

то из (5.32) получим  $P_{пк} = \frac{G_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |S_{gk}(\omega)|^2 d\omega$ . Но, так как

согласно теореме Рейли из теории спектров

$$\int_{-\infty}^{\infty} |S_{gk}(\omega)|^2 d\omega = 2\pi \int_0^{T_A} g_k^2(t) dt, \text{ то } P_{пк} = \pi G_0 \int_0^{T_A} g_k^2(t) dt \quad (5.33)$$

Теперь, имея в виду (5.29) и (5.33), можно выписать выражение для отношения сигнал-помеха на выходе  $k$ -го канала

$$q_k = \frac{P_{ск}}{P_{пк}} = \frac{P_a \int_0^{T_A} r_k(t) g_k(t) dt}{\pi G_0 \int_0^{T_A} g_k^2(t) dt} \quad (5.34)$$

Задача состоит в том, чтобы, варьируя  $r_k(t)$  и  $g_k(t)$ , добиться максимума  $q_k$ .

Прежде всего введем условия нормировки, т.е. потребуем,

чтобы при всех  $r_k(t)$  и  $g_k(t)$  соблюдались условия  $\int_0^{T_A} r_k^2(t) \times$

$\times dt = 1$  и  $\int_0^{T_A} g_k^2(t) dt = 1$ . Далее воспользуемся неравенством

Коши — Буняковского, в соответствии с которым

$$\left[ \int_0^{T_A} r_k(t) g_k(t) dt \right]^2 \leq \int_0^{T_A} r_k^2(t) dt \int_0^{T_A} g_k^2(t) dt.$$

Следовательно, учитывая условия нормировки, при любых  $g_k(t) \neq r_k(t)$  интеграл  $\int_0^{T_d} r_k(t) g_k(t) dt < 1$  и только при

$$g_k(t) = r_k(t) \quad (5.35)$$

этот интеграл достигает своего максимума, равного 1, и  $q_k \max = P_a / (\pi G_0)$ .

Итак, оптимальные весовые функции должны совпадать с переносчиками. Но одновременно должно выполняться и условие (5.20), обеспечивающее разделение канальных сигналов. Совместное выполнение условий (5.20) и (5.35) возможно только в случае, когда переносчики  $r_j(t)$  попарно ортогональны.

Таким образом, чтобы при флуктуационных помехах достичь максимальной помехоустойчивости многоканальной системы (т.е. максимального значения  $q_k$ ), необходимо и достаточно обеспечить ортогональность переносчиков. В приемной части аппаратуры весовые функции должны совпадать с переносчиками.

При формировании канальных сигналов можно модулировать любой из параметров переносчиков. В связи с этим важно рассмотреть вопрос о помехоустойчивости различных видов модуляции и определить параметры переносчиков, модуляция которых при фиксированных числе каналов, методе разделения, характеристиках цепи и помех обеспечить максимальную помехоустойчивость системы. Эта задача достаточно сложна и некоторые ее аспекты изучаются в специальной литературе.

#### СИСТЕМА С РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ ПО ФАЗЕ

Рассмотрим важный частный случай, когда в качестве переносчиков используются синусоидальные колебания с одинаковыми частотами и амплитудами и различными начальными фазами:

$$\left. \begin{aligned} r_1(t) &= R \sin(\omega t + \varphi_1), \\ r_2(t) &= R \sin(\omega t + \varphi_2), \\ &\vdots \\ r_N(t) &= R \sin(\omega t + \varphi_N). \end{aligned} \right\} \quad (5.36)$$

Построим многоканальную систему, в которой разделительным параметром переносчиков является начальная фаза, информационным — амплитуда, т.е. систему с АМ и разделением каналов по фазе.

Прежде всего выясним, какое число каналов можно организовать в такой системе. Поскольку переносчики должны быть линейно-независимыми, то число каналов равно числу линейно-разделительных функций вида (5.36). Выше было показано, что уже три синусоидальных колебания с одинаковыми частотами линейно-зависимы. Дадим геометричес-

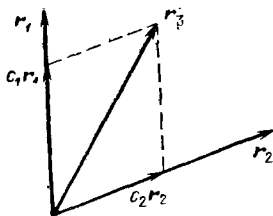


Рис. 5.9. Векторная диаграмма переносчиков вида  $r_i(t) = c_i \sin(\omega_i(t) + \varphi_i)$ . Из этого рисунка очевидно, что любые два вектора на плоскости линейно-независимы при  $\Delta\varphi = \varphi_i - \varphi_{i-1} \neq k\pi$ ,  $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ .

кое истолкование этому факту, для чего построим векторную диаграмму (рис. 5.9), на которой векторы  $r_1, r_2, r_3$  изображают соответствующие переносчики. Из рис. 5.9 видно, что  $r_3 = c_1 r_1 + c_2 r_2$ , причем вектор  $c_1 r_1$  представляет собой проекцию вектора  $r_3$  на вектор  $r_1$  в направлении  $r_2$ , а вектор  $c_2 r_2$  получается проектированием вектора  $r_3$  на вектор  $r_2$  в направлении  $r_1$ . Ясно, что при таком выборе коэффициентов  $c_1$  и  $c_2$  получаем тождество  $r_3 - (c_1 r_1 + c_2 r_2) = 0$ , указывающее на линейную зависимость векторов  $r_1, r_2$  и  $r_3$ .

Таким образом, только любые два переносчика вида (5.36) линейно-независимы и, следовательно, в системе с фазовым разделением можно организовать не более двух каналов. Следует подчеркнуть, что этот вывод относится только к системе, в которой разделяющие устройства представляют собой линейные четырехполюсники. В системах с нелинейным разделением по фазе число каналов может быть больше двух.

Итак, с геометрической точки зрения в системе с фазовым разделением пространство линейных сигналов двумерно; переносчики представляют собой базис этого двумерного пространства, а каналные сигналы, образованные амплитудной модуляцией переносчиков, являются векторами одномерных подпространств, совпадающих по направлению с переносчиками.

Рассмотрим случай, когда система предназначена для передачи двоичных первичных сигналов, а каналные сигналы получаются в результате умножения этих сигналов на переносчики, т.е.  $v_i(t) = a_i(t) r_i(t)$ . На рис. 5.10 представлена структурная схема передающей части системы,

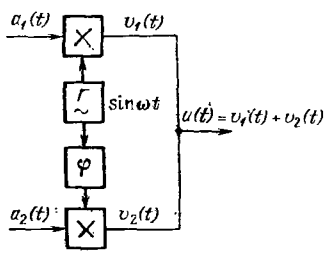


Рис. 5.10. Структурная схема передающей части системы с разделением по фазе

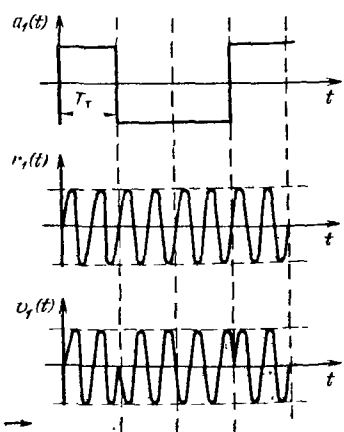


Рис. 5.11. Эпюры напряжений для первого канала



на рис. 5.11 — вид сигналов  $a_1(t)$  на входе первого канала, переносчика  $r_1(t) = \sin \omega t$  и канального сигнала  $v_1(t) = a_1(t) = \sin \omega t$ . Предположим, что на тактовом интервале первичного сигнала укладывается целое число периодов переносчика (на рис. 5.11 — два периода). На рис. 5.12 изображена векторная диаграмма, дающая геометрическое описание работы передающей части аппаратуры. В зависимости от сочетания символов на входах каналов конец вектора  $u$  (группового сигнала) может находиться в одном из четырех положений, показанных на рисунке.

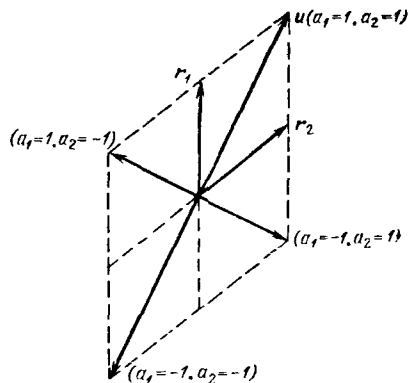


Рис. 5.12. Пространство сигналов системы с разделением по фазе

Построим разделяющие устройства системы согласно выражению (5.19) и схеме рис. 5.7. Подберем весовые функции  $g_i(t)$ , которые подаются на множители. Выражение (5.19) для рассматриваемого случая запишем в таком виде:

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{T_D} \int_0^{T_D} g_1(t) r_1(t) dt &= \frac{1}{T_D} \int_0^{T_D} g_1(t) \sin \omega t dt = c_1 > 0, \\ \frac{1}{T_D} \int_0^{T_D} g_1(t) r_2(t) dt &= \frac{1}{T_D} \int_0^{T_D} g_1(t) \sin (\omega t + \varphi) dt = 0, \\ \frac{1}{T_D} \int_0^{T_D} g_2(t) r_1(t) dt &= \frac{1}{T_D} \int_0^{T_D} g_2(t) \sin \omega t dt = 0, \\ \frac{1}{T_D} \int_0^{T_D} g_2(t) r_2(t) dt &= \frac{1}{T_D} \int_0^{T_D} g_2(t) \sin (\omega t + \varphi) dt = c_2 > 0. \end{aligned} \right\} (5.37)$$

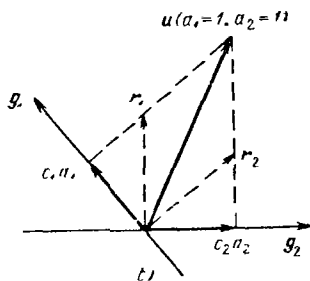
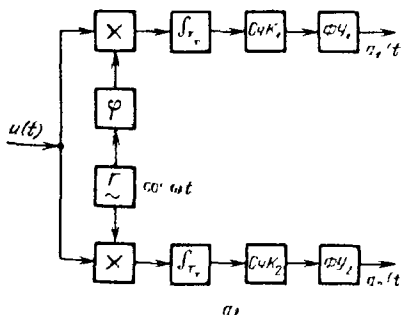


Рис. 5.13. Приемная часть системы с разделением по фазе (а) и векторная диаграмма ее работы (б)

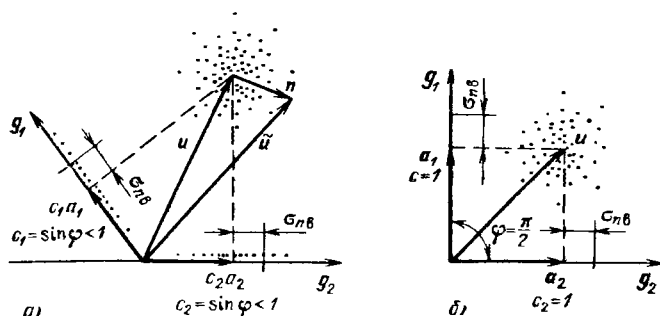


Рис. 5.14. Геометрическое представление задачи оптимизации системы с разделением по фазе

Условию (5.37) удовлетворяет множество пар функций. Одно из решений имеет вид

$$\begin{aligned} g_1(t) &= -\cos(\omega t + \varphi), \\ g_2(t) &= \cos \omega t. \end{aligned} \quad (5.38)$$

При этом  $c_1 = c_2 = \sin \varphi$ .

Структурная схема приемной части системы приведена на рис. 5.13, а. Работу разделяющих устройств поясняет векторная диаграмма (рис. 5.13, б), из которой видно, что формирование сигналов  $a_1(t)$  и  $a_2(t)$  из группового сигнала  $u(t)$  с геометрической точки зрения представляет собой операцию проектирования векторов  $u$  на векторы  $g_1$  и  $g_2$ . Действительно, длины векторов, получаемых при проектировании, пропорциональны значениям сигналов  $a_1(t)$  и  $a_2(t)$

Ясное геометрическое истолкование получает задача оптимизации системы по критерию максимума отношения сигнал-помеха на выходах каналов. В пространстве групповых (линейных) сигналов аддитивная помеха представляет собой случайный вектор  $n$  и сигнал на выходе линии  $\tilde{u} = u + n$ . На рис. 5.14, а вектор  $n$  изображает одну из возможных реализаций помехи, а точки, разбросанные по полю рисунка, соответствуют разным реализациям помехи и их плотность отображает ее статистику. Эта двумерная область значений помехи проектируется на оси  $g_1$  и  $g_2$  в соответствующие одномерные области. Флуктуационной помехе (белому шуму) соответствует симметричное расположение точек, изображающих ее реализации, поэтому ширина разброса и плотность точек в одномерных проекциях этой области не зависят от положения осей  $g_1$  и  $g_2$ . Таким образом, статистика помех на выходах каналов, а следовательно, и средняя их мощность (дисперсия) не зависят от угла между переносчиками. Максимальное отношение сигнал-помеха получается при значении  $\varphi$ , максимизирующем мощности (проекции) полезных сигналов на выходах каналов при фиксированной мощности группового сигнала  $u(t)$ , т. е. при  $\varphi = \pi/2$ , когда переносчики ортогональны (рис. 5.14, б).

Геометрические представления можно распространить и на общий случай  $N$ -канальной системы передачи. Для этого сигналы и помехи представляются в виде векторов в многомерных ( $N$ -мерных) пространствах

и для построения геометрической теории многоканальных систем передачи используют математический аппарат линейной алгебры.

### 5.3. НЕЛИНЕЙНОЕ И КОМБИНАЦИОННОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ КАНАЛОВ

#### НЕЛИНЕЙНОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ

Общая теория нелинейного разделения в настоящее время не разработана. Однако применение некоторых типов нелинейных устройств позволяет существенно повысить информационную эффективность многоканальных систем; известны устройства, позволяющие путем нелинейной обработки разделить сигналы, неразделимые линейными методами. Следует также сказать, что класс нелинейных систем чрезвычайно широк и разработка нелинейных методов разделения дает важные практические результаты. За последние годы появилось много работ, посвященных проблеме нелинейной фильтрации сигналов.

Рассмотрим некоторые примеры нелинейного разделения.

**Разделение по уровню.** При разделении по уровню каналные сигналы  $v_1(t)$ ,  $v_2(t)$ , ...,  $v_N(t)$  различаются только значением. Такие сигналы линейно-зависимы, и поэтому линейными методами их разделить невозможно. Рассмотрим в качестве примера передачу двух последовательностей прямоугольных импульсов, модулированных по длительности. Пусть известно, что в первом канале высота импульсов равна  $A_1$ , а во втором —  $A_2$ , причем  $A_1 > A_2$ . Групповой сигнал представляет собой сумму канальных сигналов  $u(t) = v_1(t) + v_2(t)$  (рис. 5.15, а). На рис. 5.15, б представлена схема нелинейного разделителя этих сигналов. Первый сигнал  $v_1(t)$  формируется релейным элементом  $P$  (например, триггером) с пороговым уровнем  $U_n = (A_1 + A_2)/2$ ; сигнал  $v_2(t)$  получается вычитанием из группового сигнала  $u(t)$  сигнала  $v_1(t)$

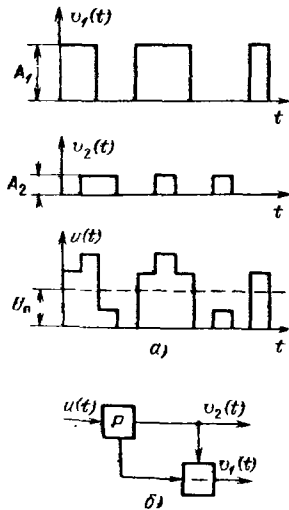
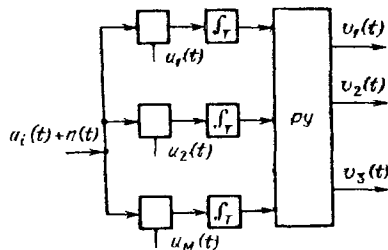


Рис. 5.15. Разделение по уровню: а — временная диаграмма; б — функциональная схема устройства разделения

Рис. 5.16. Разделение по уровню в комбинационной системе передачи



Разделение по уровню возможно и в том случае, когда число каналов больше двух, при условии, что высоты канальных импульсов убывают, т. е.  $A_1 > A_2 > A_3 \dots$ , и что  $A_{k-1} > \sum_{i=k}^N A_i$ , где  $N$  — число каналов.

При разделении по уровню канальные сигналы могут представлять собой набор из  $N$  функций, различающихся только постоянным множителем, например,  $v_i(t) = i v_0(t)$ . Оптимальным будет в этом случае приемник (рис. 5.16), состоящий из коррелятора и решающей схемы в виде полосовых ограничителей (ПО), определяющих номер переданного варианта сигнала. При наличии в тракте передачи помехи  $n(t)$  на входе приемника будет сигнал  $v_i(t) + n(t)$ , а на выходе интегратора напряжение, пропорциональное величине

$$U_i = \int_0^{T_d} [v_i(t) + n(t)] v_0(t) dt = iE_0 + \epsilon, \quad (5.39)$$

где  $E_0 = \int_0^{T_d} v_0^2(t) dt$  — энергия сигнала  $v_0(t)$ , а  $\epsilon = \int_0^{T_d} n(t) v_0(t) dt$  — энергия помехи на тактовом интервале  $T_d$ .

Действие полосовых ограничителей состоит в том, что  $i$ -й ограничитель выдает напряжение на выходе, если

$$iE_0 - 0,5E_0 < U_i < iE_0 + 0,5E_0. \quad (5.40)$$

Номер переданного сигнала окажется ошибочно определенным, если  $|e| > 0,5E_0$ . Следовательно, вероятность ошибки

$$p_{\text{ош}} = p\{|e| > 0,5E_0\}. \quad (5.41)$$

Зная статистику помехи  $n(t)$ , можно найти вид опорной функции  $v_0(t)$ , минимизирующей вероятность ошибки.

При разделении по уровню вероятность ошибки возрастает при нестабильности остаточного затухания группового тракта передачи, что непосредственно следует из рис. 5.15 и формулы (5.40). Поэтому в приемник обычно включают устройства, автоматически компенсирующие изменения остаточного затухания — устройства автоматической регулировки усиления (АРУ).

Разделение сигналов по уровню применяется в некоторых системах передачи цифровой информации в сочетании с другими методами разделения и позволяет существенно повысить их информационную эффективность.

**Разделение сомножителей.** Предположим, что групповой сигнал имеет вид произведения неотрицательных канальных сигналов  $v_1(t), v_2(t), \dots, v_N(t)$ , т. е.

$$u(t) = \prod_{i=1}^N v_i(t). \quad (5.42)$$

Устройство, выделяющее сигналы  $v_i(t)$  из их произведения можно построить следующим образом. Прологарифмируем групповой сигнал  $u(t)$ . Тогда

$$\log u(t) = \sum_{i=1}^N \log v_i(t) \quad (5.43)$$

Если функции  $\log v_i(t)$  линейно-независимы, то, используя один из известных методов линейного разделения, можно из сигнала  $\log u(t)$  выделить сигналы  $\log v_i(t)$ ,  $i = 1, N$ . Затем, применяя операцию потенцирования, можно восстановить сигналы  $v_i(t)$ . Соответствующая структурная

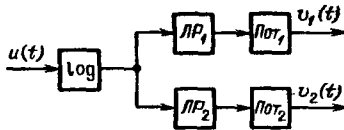


Рис. 5.17. Разделение сомножителей

схема для  $N=2$  приведена на рис. 5.17, где через  $\log$  обозначена операция логарифмирования, ЛР — линейного разделения и Пот — потенцирования.

Рассмотренный метод может найти применение в некоторых специальных случаях. Здесь он приведен как одна из иллюстраций возможностей нелинейного разделения сигналов.

### КОМБИНАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

В гл. 1 комбинационными были названы многоканальные системы передачи, в которых групповой сигнал  $u(t)$  получается не суммированием канальных сигналов, а в результате некоторой другой операции их объединения. Рассмотрим одну из таких систем. Начнем с частного примера.

Предположим, что необходимо передать два цифровых сообщения, которым соответствуют двоичные импульсные последовательности с тактовой частотой  $F_T$ . Предположим также, что амплитуды импульсов в обоих каналах одинаковы. Пусть символ "1" означает наличие импульса, а символ "0" — паузу (рис. 5.18, а). На входе устройства объединения УО, формирующего групповой сигнал (рис. 5.18, б), возможны комбинации канальных сигналов, соответствующие указанным в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Сигнал $u_1(t)$	0	1	0	1
Сигнал $u_2(t)$	0	0	1	1
Комбинация	1	2	3	4

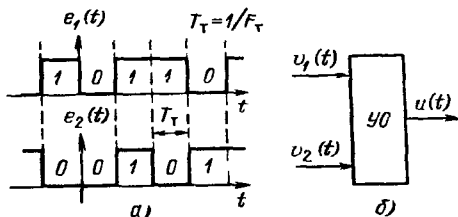


Рис. 5.18. Комбинационный метод передачи

Построим УО так, чтобы каждой из возможных комбинаций канальных импульсов оно ставило в соответствие один из четырех вариантов группового сигнала  $u(t)$ . Например, в качестве группового сигнала можно применить синусоидальное колебание, частота которого, в зависимости от номера комбинации канальных импульсов, принимает одно из четырех возможных значений. Таким образом, в данном случае групповой сигнал не является суммой (смесью) канальных сигналов; он представляет собой отображение сочетаний канальных сигналов, причём

способ отображения, т. е. характер группового сигнала, вообще говоря, произволен и определяется проектировщиком системы в зависимости от характеристик линии связи, уровня и характера помех и т. д.

При комбинационном объединении передатчик многоканальной системы представляет собой устройство, на  $N$  входов которого поступают каналные сигналы и которое вырабатывает групповой сигнал, отображающий комбинацию мгновенных значений (отсчетов) каналных сигналов. Ясно, что в такой системе число возможных состояний каждого из каналных сигналов должно быть конечным. Число возможных комбинаций и, следовательно, число вариантов группового сигнала

$$M = m^N, \quad (5.44)$$

где  $N$  — число каналов;  $m$  — число возможных состояний каждого каналного сигнала.

Приемник такой системы должен различать варианты группового сигнала и каждому из  $M$  вариантов должен ставить в соответствие определенную комбинацию каналных сигналов.

Рассмотрим один из возможных способов построения комбинационной многоканальной системы передачи. Предположим, что на входы каналов связи поступают цифровые двоичные сигналы  $a_i(t)$  с тактовым интервалом  $T_d$  (два таких сигнала показаны на рис. 5.18). В данном случае  $m=2$  и согласно (5.44) число вариантов группового сигнала  $M = 2^N$ . Все комбинации входных сигналов нумеруются в некотором порядке (например, как это сделано в табл. 5.1 для двух сигналов).

Пусть групповой сигнал представляет собой множество ортогональных на интервале  $T_d$  функций  $u_1(t), u_2(t), \dots, u_N(t)$ , энергии которых одинаковы и равны  $E_u$ . Эти условия выражаются формулой

$$\int_0^{T_d} u_i(t) u_j(t) dt = \begin{cases} E_u, & i = j, \\ 0, & i \neq j. \end{cases} \quad (5.45)$$

Каждой из  $M$  комбинаций входных сигналов соответствует одна определенная функция множества  $U$ . Передатчик системы должен содержать  $M$  генераторов вариантов группового сигнала, т. е. функций  $u_i(t)$ . На каждом тактовом интервале производится анализ входных сигналов, в результате которого устанавливается номер комбинации входных двоичных символов и к групповой части аппаратуры подключается генератор соответствующего варианта группового сигнала.

Предположим, что в линии связи отсутствуют искажения, но на сигнал накладывается флуктуационная помеха  $n(t)$ , т. е. на

выход приемника на каждом тактовом интервале поступает сигнал

$$\tilde{u}_i(t) = u_i(t) + n(t), \quad (5.46)$$

где  $i$  — номер передаваемого варианта. Приемник должен прежде всего определить этот номер, по которому восстанавливается комбинация двоичных символов на выходах каналов. Формула (5.45) подсказывает оптимальный метод решения поставленной задачи. Он состоит в об-

разовании  $M$  произведений  $u_i(t) u_j(t)$  и их интегрировании на интервале  $T_d$ . Получившиеся на выходах интеграторов напряжения подаются в решающее устройство РУ, в котором они сравниваются по значению. Переданным считается тот вариант группового сигнала, которому соответствует максимальный результат интегрирования.

Структурная схема такого приемника показана на рис. 5.19. Каскадные соединения перемножителей и интеграторов в ветвях схемы образуют фильтры, согласованные с вариантами группового сигнала.

Отметим, что в схеме рис. 5.19 осуществляется корреляционное различение сигналов. Приемник измеряет напряжение, пропорциональное взаимной корреляции принятого сигнала  $\tilde{u}(t)$  с каждым из возможных сигналов  $u_j(t)$ ,  $j = \overline{1, M}$ , и признает за переданный тот сигнал, с которым принятый сигнал имеет максимальную корреляцию. Чтобы показать, что такой приемник оптимален, т. е. обеспечивает минимальную вероятность ошибки различения, необходимо проделать выкладки, аналогичные выполненным при оптимизации многоканальной системы передачи с АМ по критерию отношения сигнал-помеха.

Комбинационные системы рассмотренного типа применяются при небольшом числе каналов, поскольку сложность аппаратуры, определяемая количеством вариантов группового сигнала и согласованных фильтров, растет экспоненциально с ростом  $N$ . Так, в трехканальной системе передачи двоичных сигналов ( $N = 3$ ,  $m = 2$ ) количество вариантов канального сигнала и число согласованных фильтров  $M = 8$ ; уже в десятиканальной системе  $M = 1024$ , что практически чрезвычайно трудно реализовать.

Варианты (реализации) группового сигнала комбинационных систем могут быть и неортогональными, причем функции, соответствующие вариантам группового сигнала, могут выбираться совершенно произвольно. Поэтому возможно построение множества неортогональных комбинационных систем.

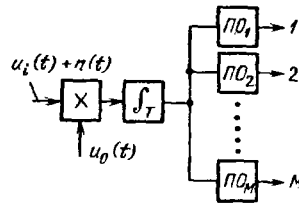


Рис. 5.19. Структурная схема приемника комбинационной системы передачи с ортогональными сигналами

Большое практическое значение представляют комбинационно-фазовые системы передачи КФСП, в которых варианты группового сигнала представляют собой отрезки синусоидальных колебаний с постоянной амплитудой и начальной фазой, принимающей одно из возможных значений. Такие системы применяются для передачи цифровых двоичных сигналов, т.е. в телеграфии и передаче данных (в связи с этим их часто называют системами многократной фазовой телеграфии — МФТ). Расчеты показывают, что полоса частот, необходимая для передачи группового сигнала КФСП, не зависит от числа каналов и составляет приблизительно  $1,5 F_T$ , где  $F_T$  — тактовая частота канальных сигналов. Это — существенное достоинство КФСП. Вместе с тем помехоустойчивость системы резко уменьшается с ростом числа каналов. Поэтому широкое применение находят двух- и трехканальные системы.

В настоящее время промышленностью серийно выпускается двух- и трехканальная аппаратура с пропускной способностью группового тракта 2400 бит/с при  $N = 2$  и 4800 бит/с при  $N = 3$ , предназначенная для передачи цифровых сообщений по каналам тональной частоты.

Большой практический интерес представляют комбинированные системы, в которых используются одновременно различные методы разделения каналов. Наибольшее распространение получили системы, в которых сочетаются методы линейного разделения ортогональных сигналов в виде отрезков синусоидальных колебаний и комбинационно-фазовой модуляции каждого из этих колебаний.

#### 5.4. МЕЖКАНАЛЬНЫЕ ПОМЕХИ

В реальной аппаратуре многоканальной связи все операции обработки сигналов производятся приближенно; точность реализации алгоритмов обработки определяется уровнем техники и экономической целесообразностью. Поэтому на практике разделение канальных сигналов осуществляется лишь приближенно и сигналы, передаваемые в одних каналах, частично проникают в другие. Возникают специфические для многоканальных систем передачи переходные (взаимные или межканальные) помехи. Причины появления переходных помех между каналами сводятся к следующему:

несовершенство (неидеальность) преобразователей передачи — модуляторов  $M_i$ ;

искажения в групповом тракте передачи — амплитудно-частотные, фазо-частотные и нелинейные;



изменения во времени характеристик группового тракта передачи сигналов (мультипликативные помехи);

несовершенство (неидеальность) разделяющих устройств в приемной части аппаратуры.

Неидеальность модуляторов  $M_i$ , т.е. неточность формирования переносчиков и выполнения процедуры модуляции приводит к тому, что каналные сигналы  $v_i(t)$  формируются лишь приближенно. Искажения и мультипликативные помехи в тракте передачи также изменяют форму каналных сигналов. В результате каналные сигналы, поступающие на вход приемного устройства, удовлетворяют условиям делимости лишь приближенно, иными словами, область значений  $\Lambda_i$  разделительного параметра  $i$ -го канала частично пересекается с областями значений разделительных параметров других каналов. Так, в результате неточностей модуляции, искажений и мультипликативных помех может нарушиться ортогональность каналных сигналов и их полное разделение окажется невозможным.

В приемной части аппаратуры переходные помехи возникают вследствие невозможности точно реализовать алгоритмы разделения каналных сигналов. Так, если процедура разделения соответствует разделению (5.19), то вследствие приближенного формирования весовых функций  $g_k(t)$  и неточного интегрирования при  $i \neq k$  результат интегрирования оказывается неравным нулю, т.е. появляются переходные помехи.

Качество многоканальной системы с точки зрения переходных помех можно охарактеризовать величиной затухания между влияющим и подверженным влиянию каналам. На рис. 5.20 показан один из возможных способов определения этого затухания. Здесь  $i$ -й канал является влияющим, а  $k$ -й канал — подверженным влиянию. К входу влияющего канала подводится напряжение от измерительного генератора с внутренним сопротивлением, равным входному сопротивлению  $Z_{i\text{вх}}$ ; к выходу влияющего канала, а также к входу и выходу канала, подверженного влиянию, подключаются согласованные нагрузочные сопротивления. Затухание переходных помех определяется по формуле

$$A_{ik} = 10 \lg (P_i / P_{ik}), \quad (5.47)$$

где  $P_i$  и  $P_{ik}$  — мощности на входе влияющего и выходе подверженного влиянию каналов. Затухание  $A_{ik}$  называют также затуханием канала от переходных помех.



Рис. 5.20. Затухание переходных помех

Необходимая защищенность каналов от переходных помех зависит от вида сигналов, передаваемых по каналам, и от назначения системы передачи. При заданных характеристиках группового тракта может быть поставлена задача выбора типа переносчиков и разделительных параметров, обеспечивающих максимальное значение  $A_{ik}$ . В соответствии с установленными нормами защищенность каналов ТЧ от переходных помех должна быть не ниже 65 дБ на одном транзитном участке протяженностью 2500 км.

### 5.5. ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Пропускную способность каналов многоканальной системы и всей системы в целом оценим сверху по формуле Шеннона (4.6). В каналах многоканальных систем мощность помех  $P_{\text{п}}$ , входящая в формулу Шеннона, складывается из мощности флуктуационных помех  $P_{\text{пф}}$  и мощности переходных помех  $P_{\text{пп}}$ . При большом числе каналов можно считать, что распределение вероятностей переходных помех подчиняется нормальному закону, т.е. что суммарная помеха в канале является флуктуационной.

Найдем мощность переходных помех на выходе  $k$ -го канала  $N$ -канальной системы передачи. В соответствии с (5.36) мощность помех, наводимых  $i$ -м каналом на выходе  $k$ -го канала, определяется как

$$P_{ik} = P_i 10^{-0,1 A_{ik}}. \quad (5.48)$$

Обозначим мощность переходных помех, наводимых всеми каналами системы на выходе  $k$ -го канала, через  $P_{\text{пп}k}$ . Тогда

$$P_{\text{пп}k} = \sum_{i=1, i \neq k}^N P_i 10^{-0,1 A_{ik}}. \quad (5.49)$$

Обычно средние мощности сигналов во всех каналах системы одинаковы, т.е.  $P_i = P_{\text{сс}}$ . При этом условии получим

$$P_{\text{пп}k} = \mu_k P_{\text{сс}}, \quad (5.50)$$

$$\text{где } \mu_k = \sum_{i=1, i \neq k}^N 10^{-0,1 A_{ik}}.$$

Таким образом,  $P_{\text{пп}k} = P_{\text{пф}k} + \mu_k P_{\text{сс}}$ . Полагая, что все каналы находятся в одинаковых условиях, индекс " $k$ " в этой формуле можно опустить.

Положим, что ширина эффективно передаваемой полосы частот канала равна верхней частоте сигнала, т.е.  $\Delta F = F_c$ . Тогда для оценки пропускной способности канала получим из формулы (3.6)

$$C_K = F_c \log_2 \left( 1 + \frac{P_{cc}}{P_{пф} + \mu P_{cc}} \right). \quad (5.51)$$

Поскольку обычно  $P_{cc} \gg P_{пф} + \mu P_{cc}$ , то

$$C_K \approx F_c \log_2 \frac{P_{cc}}{P_{пф} + \mu P_{cc}}. \quad (5.52)$$

Если преобладают переходные помехи, т. е. если  $\mu P_{cc} \gg P_{пф}$ , то, пренебрегая величиной  $P_{пф}/P_{cc}$  по сравнению с  $\mu$ , получаем из (5.43) следующую оценку пропускной способности канала:

$$C_K = F_c \log_2 \frac{1 + \mu}{\mu} \approx F_c \log_2 \frac{1}{\mu}. \quad (5.53)$$

Из (5.45) следует, что переходные помехи ограничивают пропускную способность каналов. Расчеты показывают, что при  $\mu \geq 0,01$  ( $A_{ik} \geq 20$  дБ) увеличение мощности сигнала  $P_{cc}$  приводит к повышению пропускной способности канала, если  $P_{пф}/P_{cc} \leq \mu$ . При дальнейшем увеличении мощности сигнала пропускная способность практически не возрастает и определяется (5.53).

Пропускная способность многоканальной системы в целом равна совокупности пропускных способностей всех ее каналов. При условии, что все каналы одинаковы,  $C_\Sigma = NC_K$ , или

$$C_\Sigma = NF_c \log_2 \frac{P_{cc}}{P_{пф} + \mu P_{cc}}. \quad (5.54)$$

Одним из показателей эффективности многоканальной системы передачи является коэффициент использования пропускной способности линейного тракта (информационная эффективность):

$$k_{лт} = C_\Sigma / C_{лт}, \quad (5.55)$$

где  $C_{лт}$  — пропускная способность линейного тракта. Полагая, что средняя мощность сигнала в линейном тракте равна сумме мощностей канальных сигналов, получаем

$$C_{лт} = \Delta F_{лт} \log_2 (1 + N_{cc} P_{cc} / P_{лт}), \quad (5.56)$$

где  $\Delta F_{лт}$  — полоса эффективно передаваемых частот линейного тракта;  $P_{лт}$  — мощность флуктуационных помех линейного тракта в точке с нулевым измерительным уровнем. Обычно  $NP_{cc}/P_{лт} \gg 1$ , и

$$C_{лт} \approx \Delta F_{лт} \log (NP_{cc}/P_{лт}). \quad (5.57)$$

Совмещая формулы (5.47) — (5.50), имеем

$$k_{лт} = \frac{NF_c}{\Delta F_{лт}} \frac{\log_2 [P_{cc} / (P_{пф} + \mu P_{cc})]}{\log_2 (NP_{cc}/P_{лт})}. \quad (5.58)$$

Чем ближе к 1 величина  $k_{\text{пт}}$ , тем эффективнее используется пропускная способность линейного тракта. Одна из важных задач техники многоканальной связи состоит в разработке систем с высокой информационной эффективностью.

## Г Л А В А 6

### СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

#### 6.1. ПОСТРОЕНИЕ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

Системами передачи с частотным разделением каналов (СП с ЧРК) называются системы, в линейных трактах которых для передачи канальных сигналов отводятся неперекрывающиеся полосы частот. Разделение таких канальных сигналов производится посредством частотных полосовых фильтров.

Системы передачи с ЧРК широко применяются в технике современной многоканальной связи; в эксплуатации находится большой парк аппаратуры, построенной на основе частотного разделения каналов с числом каналов от двух до 10800.

Рассмотрим принципы построения систем передачи с ЧРК.

На рис. 6.1 изображена структурная схема  $N$ -канальной системы и планы частот (спектральные диаграммы) в ее характерных точках. В качестве переносчиков в СП с ЧРК используются гармонические (синусоидальные) колебания с различными частотами  $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_N$  (колебания несущих частот); канальные сигналы формируются в результате модуляции одного из параметров переносчиков первичными сигналами  $a_n(t)$ . В данном случае возможна амплитудная, частотная или фазовая модуляция. Частоты  $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_N$  подбираются так, чтобы спектры канальных сигналов  $v_1(t), v_2(t), \dots, v_N(t)$  не перекрывались. Групповой сигнал  $u(t)$ , поступающий в линейный тракт системы, представляет собой сумму канальных сигналов:  $u(t) = v_1(t) + v_2(t) + \dots + v_N(t)$ .

При передаче по линейному тракту сигнал  $u(t)$  претерпевает линейные и нелинейные искажения и на него накладывается помеха  $n(t)$ . В результате в приемную часть системы поступает искаженный сигнал  $\tilde{u}(t)$ , отличающийся от сигнала  $u(t)$ , сформированного в передающей части системы.

Разделение канальных сигналов, т. е. выделение из группового сигнала  $\tilde{u}(t)$  канальных сигналов, производится полосовыми разделительными фильтрами  $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$ . Первичные сигна-

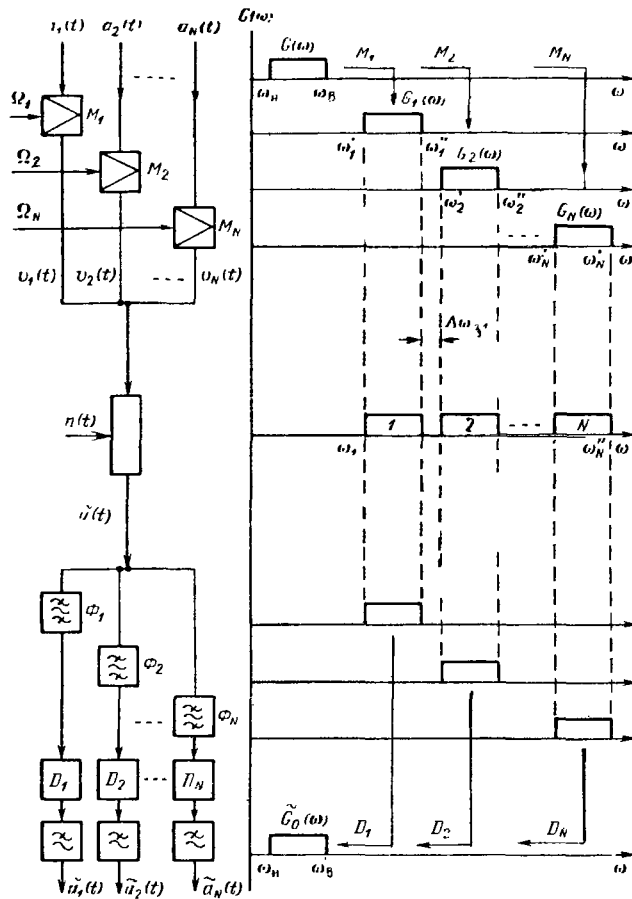


Рис. 6.1. Структурная схема системы передачи с частотным разделением каналов

лы восстанавливаются демодуляторами  $D_1, D_2, \dots, D_N$ . Фильтры нижних частот, установленные на выходах демодуляторов, подавляют высокочастотные паразитные продукты демодуляции.

Сигналы  $\tilde{a}_n(t) = n = \overline{1, N}$  на выходах каналов, вследствие искажений в трактах передачи, неидеальности аппаратуры и наложения помех, отличаются от входных сигналов  $a_n(t)$ . Чтобы качество связи было достаточно высоким, это отличие должно быть не слишком большим. Критерий близости сигналов  $a_n(t)$  и  $\tilde{a}_n(t)$ , характеризующий качество связи, определяется видом передаваемых сообщений и свойствами получателя.

Условие разделимости канальных сигналов СП с ЧРК можно записать в виде

$$G_n(\omega) \begin{cases} \neq 0 & \text{при } \omega_n < \omega < \omega_n'', \\ = 0 & \text{при } \omega < \omega_n', \omega > \omega_n'', \end{cases} \quad (6.1)$$

где  $G_n(\omega)$  – энергетический спектр  $n$ -го канального сигнала;  $\omega_n'$  и  $\omega_n''$  – границы полосы частот, отводимой в линейном тракте для  $n$ -го канального сигнала.

Из (6.1) следует, что в СП с ЧРК канальные сигналы ортогональны. Чтобы доказать это, рассмотрим интеграл

$$I_{in} = \int_{-\infty}^{\infty} v_i(t) v_n(t) dt, \quad (6.2)$$

в котором  $v_i(t)$  и  $v_n(t)$  – некоторые реализации сигналов  $i$ -го и  $n$ -го каналов. Как известно, условие ортогональности заключается в том, что

$$I_{in} = \begin{cases} A_i \neq 0 & \text{при } i = n, \\ 0 & \text{при } i \neq n. \end{cases} \quad (6.3)$$

Чтобы показать, что для канальных сигналов СП с ЧРК данное условие выполняется, запишем для одного из сигналов выражения прямого и обратного преобразований Фурье:

$$S_n(i\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} v_n(t) e^{-i\omega t} dt; \quad v_n(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_n(i\omega) e^{i\omega t} d\omega.$$

Перепишем теперь интеграл (6.2) в виде

$$I_{in} = \int_{-\infty}^{\infty} v_i(t) \left[ \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_n(i\omega) e^{i\omega t} d\omega \right] dt,$$

откуда, меняя порядок интегрирования, получим

$$I_{in} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_n(i\omega) d\omega \int_{-\infty}^{\infty} v_i(t) e^{i\omega t} dt.$$

Но  $\int_{-\infty}^{\infty} v_i(t) e^{i\omega t} dt = S_i^*(i\omega)$  – сопряженный комплексный спектр  $i$ -го канального сигнала. Следовательно,

$$I_{in} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_n(i\omega) S_i^*(i\omega) d\omega.$$

Отсюда согласно условию (6.1) вытекает справедливость выражения (6.3), что и говорит об ортогональности канальных сигналов СП с ЧРК.

Из выражения (1.2) следует, что

$$A_i = \int_{-\infty}^{\infty} v_n^2(t) dt,$$

т.е. представляет собой энергию  $i$ -го канального сигнала.

Ширина частотного спектра группового сигнала  $\Delta\omega_\Sigma$  определяется числом каналов в системе передачи, шириной спектра канальных сигналов, а также частотными характеристиками затухания полосовых разделительных фильтров  $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_N$ . На рис. 6.2 представлены планы частот  $(n-1)$ ,  $n$  и  $(n+1)$ -го каналов и частотная характеристика затухания  $n$ -го разделительного фильтра.

Через  $G_{n-1}(\omega)$ ,  $G_n(\omega)$  и  $G_{n+1}(\omega)$  обозначены энергетические спектры  $(n-1)$ ,  $n$  и  $(n+1)$ -го канальных сигналов соответственно. Между полосой пропускания фильтра  $\Phi$ , в пределах которой его затухание не превышает некоторого значения  $A_{пр}$ , и диапазонами эффективного задерживания, в которых затухание должно быть не меньше величины  $A_\Phi$ , имеется переходная область (полоса расфилтровки). Поэтому между полосами частот, отводимыми для передачи канальных сигналов, необходимо предусмотреть защитные промежутки  $\Delta\omega_3$ , величины которых должны быть не меньше полос расфилтровки разделительных фильтров. При этом условии ширина частот группового сигнала определяется формулой

$$\Delta\omega_\Sigma = \sum_{n=1}^N \Delta\omega_n + \sum_{n=1}^{N-1} \Delta\omega_{3n}, \quad (6.4)$$

где  $\Delta\omega_n = \omega_n'' - \omega_n'$  — полоса частот  $n$ -го канала. Если полосы частот всех каналов одинаковы, т.е.  $\Delta\omega_n = \Delta\omega_{n+1} = \Delta\omega_k$ , а также одинаковы все защитные промежутки, т.е.  $\Delta\omega_{3n} = \Delta\omega_{3n+1} = \Delta\omega_3$ , то при большом числе каналов  $N$

$$\Delta\omega_\Sigma = N(\Delta\omega_k + \Delta\omega_3). \quad (6.5)$$

Вследствие того, что затухание задерживания разделительных фильтров конечно, полное разделение канальных сигналов невозможно. Это является одной из причин появления межканальных переходных помех. Так, на входе демодулятора  $n$ -го канала, кроме полезного канального сигнала, спектр которого совпадает с полосой пропускания  $n$ -го разделительного фильтра, появляются ослабленные сигналы всех

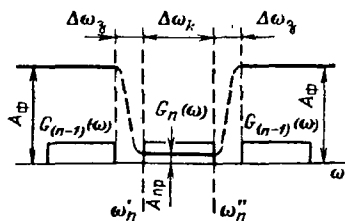


Рис. 6.2. Спектры  $(n-1)$ -,  $n$ - и  $(n+1)$ -го канальных сигналов и частотная характеристика  $n$ -го разделительного фильтра

остальных каналов. Эти сигналы после демодуляции попадут на выход  $n$ -го канала в виде межканальных помех, характер и уровень которых определяется качеством разделительных фильтров и видом модуляции. Зная допустимый уровень межканальных помех и величину защитных промежутков  $\Delta\omega_3$ , можно сформулировать требования к разделительным фильтрам.

## 6.2. ВЫБОР МЕТОДА ФОРМИРОВАНИЯ КАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

### ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК

Как было отмечено в § 6.1, для формирования канальных сигналов в СП с ЧРК гармонические переносчики модулируются первичными сигналами по амплитуде, частоте или фазе. Спектр модулированных колебаний, т.е. канальных сигналов, содержит несущую частоту и две боковые полосы частот. При амплитудной модуляции полоса частот канальных сигналов  $\Delta f_k = 2F_v$ , где  $F_v$  – верхняя граничная частота первичного сигнала. При частотной модуляции  $\Delta f_k \approx 2(m_p + 1)$ , где  $m_p$  – индекс модуляции, причем помехоустойчивость системы передачи тем выше, чем больше значение этого индекса. Фазовая модуляция для передачи аналоговых сигналов обычно не применяется, так как для достижения одинаковой с ЧМ помехоустойчивости требуется более широкая полоса частот и, кроме того, демодуляция ФМ колебаний технически сложнее, чем демодуляция ЧМ колебаний\*.

Известно, что при АМ для восстановления на приеме первичного сигнала (демодуляции) канальные сигналы не обязательно должны содержать все спектральные компоненты АМ колебания. Колебание несущей частоты не переносит сведений о первичном сигнале, поэтому его можно не передавать в приемную часть аппаратуры, т.е. можно передавать две боковые полосы частот без несущего колебания (ДБП-БН). Сигнал ДБП-БН получается в результате балансной модуляции БМ.

Учитывая, что каждая из боковых полос (верхняя – ВБ и нижняя – НБ) переносит полную информацию о первичном сигнале, одна из них может быть подавлена и спектр канального сигнала будет содержать одну из боковых полос частот ОБП. Операцию формирования сигнала, в спектре которого содержится только одна из боковых полос АМ колебания, называют *о д н о п о л о с н о й м о д у л я ц и е й* ОМ, или преобразованием частоты ПЧ, а сам сигнал – *о д н о п о л о с н ы м*.

---

\* Характеристики модулированных колебаний подробно изучаются в курсах теории нелинейных электрических цепей и теории передачи сигналов.



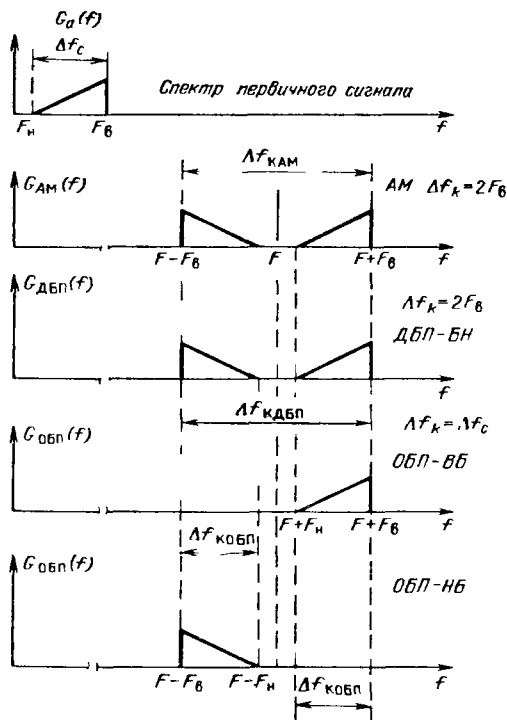


Рис. 6.3. Спектры сигналов при АМ, ДБП-БН и ОБП

На рис. 6.3 представлены спектральные диаграммы, соответствующие перечисленным видам канальных сигналов.

Таким образом, задача выбора метода формирования канальных сигналов в СП с ЧРК сводится к сравнению АМ, БМ, ОМ и ЧМ.

#### КРИТЕРИЙ ОЦЕНКИ ВИДА МОДУЛЯЦИИ

Рассмотрим систему передачи с  $N$  идентичными каналами, в линейном тракте которой отсутствуют искажения, но имеется флуктуационная помеха  $n(t)$ . Предположим, что операции модуляции, демодуляции и разделения канальных сигналов осуществляются идеально. На основании последнего допущения примем  $\Delta f_3 = 0$ . Полосу частот, отводимую в линейном тракте для передачи группового сигнала, обозначим через  $\Delta f_{\Sigma}$ ; предположим, что она фиксирована, т.е. не зависит от вида модуляции. Предположим также, что фиксировано среднее значение мощности группового сигнала  $P_{\Sigma}$ .

Видом модуляции определяются два важных показателя системы передачи: ее помехоустойчивость и число каналов. Введем такой критерий оценки вида модуляции, чтобы были учтены эти показатели.

Обозначим через  $P_{с.к\lambda}$  и  $P_{п.к\lambda}$  соответственно средние мощности канального сигнала и помехи на выходе разделительного фильтра одного из каналов (т.е. на входе демодулятора), а через  $P_{с.к\text{ вых}}$  и  $P_{п.к\text{ вых}}$  — мощности сигнала и помехи на выходе канала (т.е. на выходе демодулятора). Тогда отношение

$$\gamma = q_{к\lambda} / q_{к\text{ вых}}, \quad (6.6)$$

где  $q_{к\lambda} = P_{с.к\lambda} / P_{п.к\lambda}$  и  $\bar{q}_{к\text{ вых}} = P_{с.к\text{ вых}} / P_{п.к\text{ вых}}$ , будет характеризовать помехоустойчивость системы передачи.

При принятых допущениях величина  $q_{к\lambda}$  не зависит от вида модуляции. Действительно,  $P_{с.к\lambda} = \frac{P_{с\Sigma}}{N} = P_{с\Sigma} \frac{\Delta f_{к}}{\Delta f_{\Sigma}}$  и  $P_{п.к\lambda} = G_0 \times \Delta f_{к}$ , где  $G_0$  — энергетический спектр флуктуационной помехи. Следовательно,  $q_{к\lambda} = P_{с.к\lambda} / P_{п.к\lambda} = P_{с\Sigma} / (G_0 \Delta f_{\Sigma})$  не зависит от  $\Delta f_{к}$ , т.е. от вида модуляции.

Ширина канальной полосы частот зависит от принятого метода модуляции. Число каналов будет максимальным при однополосной модуляции, поскольку в этом случае  $\Delta f_{к} = \Delta f_{с}$ , где  $\Delta f_{с}$  — ширина спектра первичного сигнала. Обозначим через  $N_{обп}$  число каналов в системе передачи с ОМ; отношение  $N / N_{обп}$  будет характеризовать степень уменьшения числа каналов при использовании методов модуляции, отличающихся от однополосной модуляции.

В качестве критерия оценки вида модуляции примем величину, включающую в себя как отношение  $N / N_{обп}$ , так и показатель помехоустойчивости  $\gamma$ :

$$\gamma' = \gamma \frac{N}{N_{обп}}. \quad (6.7)$$

Так как  $N = \Delta f_{\Sigma} / (\Delta f_{к})$ , а  $N_{обп} = \Delta f_{\Sigma} / (\Delta f_{с})$ , то

$$\gamma' = \gamma \frac{\Delta f_{с}}{\Delta f_{к}}. \quad (6.8)$$

Наилучшим будем считать вид модуляции, при котором значение  $\gamma$  максимально.

#### ВЫБОР ВИДА МОДУЛЯЦИИ

Для расчета коэффициентов  $\gamma'$ , соответствующих сравниваемым видам модуляции, воспользуемся формулами помехоустойчивости из курса теории передачи сигналов, приведенными в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Вид модуляции	$\gamma$	$\Delta f_K$
АМ	$2m_a^2/(k_n+m_a)$	$2F_B$
БМ	2	$2F_B$
ОМ	1	$\Delta f_c$
ЧМ	$6m_a^3/k_n^2$	$\sim 2(m_{\text{ч}}+1)$

Таблица 6.2

Вид модуляции	$\gamma$	$\Delta f_c/\Delta f_K$	$\gamma'$
АМ	$6,5 \cdot 10^{-2}$	0,46	$3 \cdot 10^{-2}$
БМ	2	0,46	0,91
ОМ	1	1	1,00
ЧМ	5,9	$4,2 \cdot 10^{-2}$	0,25

В табл. 6.1 приняты следующие обозначения:

$m_a$  – глубина амплитудной модуляции;

$k_n = U_{cmax}/U_{cср}$  – пик-фактор первичного (модулирующего) сигнала, где  $U_{cmax}$  – максимальное (пиковое) значение напряжения сигнала;  $U_{cср}$  – среднеквадратическое значение напряжения сигнала;

$m_{\text{ч}}$  – индекс частотной модуляции;

$F_B$  – верхняя граничная частота спектра первичного сигнала;

$\Delta f_c$  – полоса частот спектра первичного сигнала.

Расчет  $\gamma'$  произведем для телефонного и телеграфного сигналов. Величину пик-фактора при телефонной связи найдем из следующих соображений. Как известно, пик-фактор телефонного сигнала в логарифмических единицах равен приблизительно 15 дБ. Однако речевые сигналы поступают на входы каналов системы передачи по абонентским и соединительным линиям, затухание которых может принимать различные значения от 0 до 15 дБ. При этом под пик-фактором следует понимать величину, определяемую отношением пикового напряжения телефонного сигнала, получаемого от абонента, расположенного в непосредственной близости от входа канала, к среднеквадратическому напряжению сигнала, приходящего от наиболее удаленного абонента. В этих условиях в логарифмических единицах пик-фактор  $Q \approx 30$  дБ, а величина  $k_n$  определяется по формуле  $k_n = 10^{0,05 Q} = 10^{1,5} \approx 32$ .

Величины  $F_B$  и  $\Delta f_c$  для телефонного сигнала равны 3400 и 3100 Гц соответственно. Результаты расчета коэффициента  $\gamma'$  при  $m_a = 1$  и  $m_{\text{ч}} = 10$  для телефонного сигнала приведены в табл. 6.2.

Таким образом, при передаче телефонных сигналов система с ОМ по критерию  $\gamma'$  оказывается наилучшей. Система с АМ по критерию  $\gamma'$  существенно хуже систем с БМ и ОМ. Для системы с ЧМ расчет был произведен при  $m_{\text{ч}} = 10$ .

Однако, как известно, помехоустойчивость систем передачи

с ЧМ тем выше, чем больше индекс модуляции  $m_{\text{ч}}$ . Поэтому представляет интерес расчет зависимости коэффициента  $\gamma$  от индекса модуляции  $m_{\text{ч}}$ . Результаты этого расчета для телефонного сигнала при  $k_{\text{п}} = 32$  приведены в табл. 6.3, из которой видно, что по критерию  $\gamma'$  система с ЧМ оказывается равноценной системе ОМ при  $m_{\text{ч}} \approx 20$ . Следовательно, при передаче телефонных сообщений частотную модуляцию целесообразно применять только в тех случаях, когда многоканальная система передачи работает в условиях больших помех, причем необходимое качество связи достигается ценой существенного уменьшения числа каналов.

Таблица 6.3

$m_{\text{ч}}$	$\Delta f_{\text{с}}/\Delta f_{\text{к}}$	$\gamma$
5	$7,7 \cdot 10^{-2}$	0,06
10	$4,2 \cdot 10^{-2}$	0,25
15	$2,9 \cdot 10^{-2}$	0,58
20	$2,2 \cdot 10^{-2}$	1,03

Таблица 6.4

Вид модуляции	$\gamma$	$N/N_{\text{обп}}$	$\gamma'$
АМ	0,8	0,5	0,4
БМ	2,0	0,5	1,0
ОМ	1,0	1,0	1,0
ЧМ	10	0,2	2

Проделаем теперь аналогичный расчет для телеграфного сигнала. Телеграфный сигнал представляет собой случайную последовательность импульсов и пауз с детерминированным тактовым интервалом (рис. 6.4). Предположим, что импульсы и паузы равновероятны, т.е.  $p(1) = p(0) = 0,5$ , где  $p(1)$  и  $p(0)$  — соответственно вероятности символов "1" и "0". Тогда среднеквадратическое напряжение телеграфного сигнала равно приблизительно 0,7 и  $k_{\text{п}} \approx 1,4$ . Примем, что  $\Delta f_{\text{с}} = F_{\text{в}}$ ,  $m_{\text{а}} = 1$  и  $m_{\text{ч}} = 1,5$ . Результаты расчета приведены в табл. 6.4.

Как видно, даже при малом индексе модуляции для телеграфного сигнала наилучшие результаты в смысле критерия  $\gamma'$  дает ЧМ.

Таким образом, расчеты показывают, что величина  $\gamma'$ , а следовательно, и выбор вида модуляции зависят от пик-фактора (или динамического диапазона) первичного сигнала. При большом пик-факторе наилучшей по критерию  $\gamma'$  оказывается ОМ. Каналы передачи многоканальных систем должны быть универсальными, т.е. должны обеспечивать передачу сообщений различной природы, в том числе и телефонных, пик-фактор которых

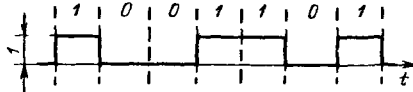


Рис. 6.4. Телеграфный сигнал

велик. В линейных трактах современных систем обеспечивается высокая защищенность сигналов от помех. В этих условиях оптимальной оказывается однополосная модуляция, при которой в фиксированной полосе частот линейного тракта получается максимальное число каналов при достаточно высокой помехоустойчивости.

### 6.3. ФОРМИРОВАНИЕ ОДНОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

#### ОДНОПОЛОСНЫЙ СИГНАЛ

В предыдущем разделе "однополосным" был назван сигнал, получаемый выделением одной из боковых полос (верхней или нижней) из спектра модулированного по амплитуде гармонического колебания. В основу этого определения положена схема формирования однополосного сигнала, состоящая из амплитудного модулятора и полосового фильтра, в связи с чем создается неправильное впечатление, что такой способ является единственным; кроме того, приведенное выше определение не раскрывает всех свойств однополосных сигналов. Поэтому было бы полезно дать определение однополосного сигнала, не связанное с амплитудной модуляцией и не основанное на какой-либо конкретной схеме его формирования. Попробуем это сделать.

Введем в рассмотрение некоторый сигнал  $x(t)$ , который будем называть исходным, со спектром  $S_x(i\omega)$ , сосредоточенным в полосе частот от  $\omega_{xH}$  до  $\omega_{xB}$  (рис. 6.5, а). Однополосным назовем сигнал  $y(t)$  со спектром  $S_y(i\omega)$ , лежащим в полосе частот  $\omega_{yH} \leq \omega \leq \omega_{yB}$ , получаемый из сигнала  $x(t)$  смещением его спектра вверх по оси частот на величину  $\Omega$ , а также сигнал  $z(t)$  со спектром  $S_z(i\omega)$ ,  $\omega_{zH} \leq \omega \leq \omega_{zB}$ , полу-

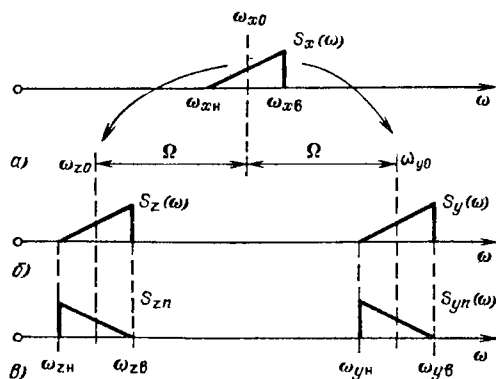


Рис. 6.5. Смещение спектра сигнала

чаемый смещением спектра  $S_x(i\omega)$  вниз по оси частот (рис. 6.5, б). При описанном смещении спектра сохраняется порядок следования спектральных составляющих исходного сигнала  $x(t)$ . Возможно также смещение спектра, при котором производится инверсия спектральных составляющих исходного сигнала; соответствующие сигналы и их спектры обозначим через  $y_{\text{и}}(t)$ ,  $S_{y_{\text{и}}}(i\omega)$ ,  $z_{\text{и}}(t)$  и  $S_{z_{\text{и}}}$  (рис. 6.5, в).

На рис. 6.5 через  $\omega_{x0}$ ,  $\omega_{y0}$  и  $\omega_{z0}$  обозначены центральные частоты спектров исходного и преобразованных сигналов:  $\omega_{x0} = 0,5(\omega_{x\text{н}} + \omega_{x\text{в}})$ ,  $\omega_{y0} = 0,5(\omega_{y\text{н}} + \omega_{y\text{в}})$  и  $\omega_{z0} = 0,5X(\omega_{z\text{н}} + \omega_{z\text{в}})$ .

Итак, однополосный сигнал представляет собой сигнал, спектр которого отличается от спектра исходного сигнала смещением вверх или вниз по оси частот без инверсии или с инверсией спектральных составляющих. Операцию смещения спектра (т.е. операцию формирования однополосного сигнала) называют преобразованием частоты. Спектры однополосных сигналов выражаются через спектр исходного сигнала формулами

$$\left. \begin{aligned} S_y(i\omega) &= S_x[i(\omega - \Omega)], \\ S_z(i\omega) &= S_x[i(\omega + \Omega)], \\ S_{y_{\text{и}}}(i\omega) &= S_x[i(2\omega_{x0} + \Omega - \omega)], \\ S_{z_{\text{и}}}(i\omega) &= S_x[i(2\omega_{x0} - \Omega - \omega)]. \end{aligned} \right\} \quad (6.9)$$

Установим связь между исходным сигналом  $x(t)$  и сигналами, получаемыми в результате преобразования частоты, т.е. выразим сигнал  $y(t)$ ,  $z(t)$ ,  $y_{\text{и}}(t)$  и  $z_{\text{и}}(t)$  через  $x(t)$ . Воспользуемся для этого понятием комплексного (аналитического) сигнала.

Известно, что комплексный сигнал  $\overline{x(t)}$ , соответствующий реальному сигналу  $x(t)$ , можно записать в виде

$$\overline{x(t)} = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_{x\text{н}}}^{\omega_{x\text{в}}} S_x(i\omega) e^{i\omega t} d\omega = X(t) e^{i\theta_x(t)}, \quad (6.10)$$

где  $X(t)$  — огибающая;  $\theta_x(t)$  — фаза сигнала  $x(t)$ . Реальный сигнал  $x(t)$  представляет собой вещественную часть комплексного сигнала:

$$x(t) = \text{Re } \overline{x(t)} = X(t) \cos \theta_x(t);$$

мнимая часть комплексного сигнала

$$\sigma_x(t) = \text{Im } \overline{x(t)} = X(t) \sin \theta_x(t)$$

называется квадратурным сигналом, которой от-

личается от сигнала  $x(t)$  сдвигом фаз всех спектральных составляющих на угол  $\pi/2^*$ .

Реальному сигналу  $y(t)$ , который получается в результате смещения спектра исходного сигнала вверх по оси частот, соответствует комплексный сигнал

$$\overline{y(t)} = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_{yH}}^{\omega_{yB}} S_y(\omega) e^{i\omega t} d\omega. \quad (6.11)$$

Так как  $S_y(\omega) = S_x[i(\omega - \Omega)]$ , то

$$\overline{y(t)} = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_{yH}}^{\omega_{yB}} S_x[i(\omega - \Omega)] e^{i\omega t} d\omega. \quad (6.12)$$

Произведем в интеграле (6.12) замену переменной  $\xi = \omega - \Omega$ . Тогда  $\omega = \xi + \Omega$ ,  $d\omega = d\xi$ , при  $\omega = \omega_{yH}$ ,  $\xi_H = \omega_{yH} - \Omega = \omega_{xH}$  и при  $\omega = \omega_{yB}$ ,  $\xi_B = \omega_{yB} - \Omega = \omega_{xB}$ . Следовательно,

$$\overline{y(t)} = \frac{1}{\pi} e^{i\Omega t} \int_{\omega_{xH}}^{\omega_{xB}} S_x(i\xi) e^{i\xi t} d\xi,$$

откуда

$$\begin{aligned} \overline{y(t)} &= e^{i\Omega t} X(t) e^{i\theta_x(t)} = X(t) e^{i[\theta_x(t) + \Omega t]} \\ y(t) &= X(t) \cos[\theta_x(t) + \Omega t], \end{aligned} \quad (6.13)$$

т.е. однополосный сигнал  $y(t)$  выражен через огибающую  $\theta_x(t)$  исходного сигнала и смещение спектра (частоту преобразования)  $\Omega$ .

При смещении спектра вниз по оси частот  $S_z(\omega) = S_x[iX(\omega + \Omega)]$  и

$$\overline{z(t)} = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_{zH}}^{\omega_{zB}} S_z(i\omega) e^{i\omega t} d\omega = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_{zH}}^{\omega_{zB}} S_x[i(\omega + \Omega)] e^{i\omega t} d\omega.$$

Выполняя замену переменной по формуле  $\xi = \omega + \Omega$ , получим аналогично предыдущему

$$\begin{aligned} \overline{z(t)} &= X(t) e^{i[\theta_x(t) - \Omega t]}, \\ z(t) &= X(t) \cos[\theta_x(t) - \Omega t]. \end{aligned} \quad (6.14)$$

В случае смещения вверх и инверсии спектра  $S_{yH} = S_x[iX(2\omega_{x0} + \Omega - \omega)]$  и

$$\overline{y_H(t)} = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_{yH}}^{\omega_{yB}} S_x[i(2\omega_{x0} + \Omega - \omega)] e^{i\omega t} d\omega. \quad (6.15)$$

Принимая  $\xi = 2\omega_{x0} + \Omega - \omega$ , получим из формулы (6.15)

\* Понятие комплексного сигнала вводится в курсе теории передачи сигналов.

$$\overline{y_{\text{и}}(t)} = \frac{1}{\pi} e^{i(2\omega_{\text{х0}} + \Omega)t} \int_{\omega_{\text{хн}}}^{\omega_{\text{хв}}} S_x(i\xi) e^{-i\xi t} d\xi. \quad (6.16)$$

Сравнивая выражения (6.16) и (6.9), получим

$$\frac{1}{\pi} \int_{\omega_{\text{хн}}}^{\omega_{\text{хв}}} S_x(i\xi) e^{-i\xi t} d\xi = X(t) e^{-i\theta_x(t)}$$

откуда  $\overline{y_{\text{и}}(t)} = X(t) e^{i[(2\omega_{\text{х0}} + \Omega)t - \theta_x(t)]}$ ,

$$y_{\text{и}}(t) = X(t) \cos[(2\omega_{\text{х0}} + \Omega)t - \theta_x(t)]. \quad (6.17)$$

При смещении вниз и инверсии спектра  $S_{z_{\text{и}}}(\omega) = S_x[iX(2\omega_{\text{х0}} - \Omega - \omega)]$ , после аналогичных выкладок имеем

$$z_{\text{и}}(t) = X(t) \cos[(2\omega_{\text{х0}} - \Omega)t - \theta_x(t)]. \quad (6.18)$$

#### ФИЛЬТРОВЫЙ МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ ОДНОПОЛОСНЫХ СИГНАПОВ

Структурная схема фильтрового преобразователя частоты ФПЧ приведена на рис. 6.6. В ФПЧ применяют обычно балансные модуляторы М. Идеальный балансный модулятор представляет собой перемножитель модулирующего сигнала и несущего колебания. Принимая, что модулирующим является первичный сигнал  $i$ -го канала  $a_i(t)$ , а несущее колебание  $v_i(t) = \cos \Omega_i t$ , получим выражение для сигнала на выходе модулятора  $s_M(t) = a_i(t) \cos \Omega_i t$ . Выражая первичный сигнал  $a_i(t)$  через его огибающую  $A_i(t)$  и фазу  $\theta_{ai}(t)$ , имеем

$$s_M(t) = A_i(t) \cos \theta_{ai}(t) \cos \Omega_i t = 0,5 A_i(t) \cos[\theta_{ai}(t) + \Omega_i t] + 0,5 A_i(t) \cos[\Omega_i t - \theta_{ai}(t)].$$

Таким образом, сигнал  $S_M(t)$  на выходе модулятора М представляет собой сумму сигналов со спектрами, сдвинутыми вверх по оси частот с инверсией и без инверсии — сумму сигналов верхней и нижней боковых полос. Выделяя сигнал одной из боковых полос полосовым фильтром, получим соответствующий однополосный сигнал  $v_i(t)$ . Индекс  $i$  соответствует номеру канала для которого формируется каналный однополосный сигнал. Полосовой фильтр на выходе модулятора называется каналным фильтром КФ  $i$ -го канала.

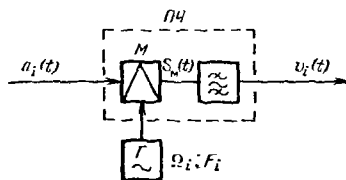


Рис. 6.6. Структурная схема фильтрового преобразователя частоты

Канальные фильтры являются наиболее сложным и дорогостоящим узлом фильтровых преобразователей частоты. Выясним, каковы основные требования, предъявляемые к ним.

При построении систем передачи с ЧРК промежутки между несущими частотами выбирают



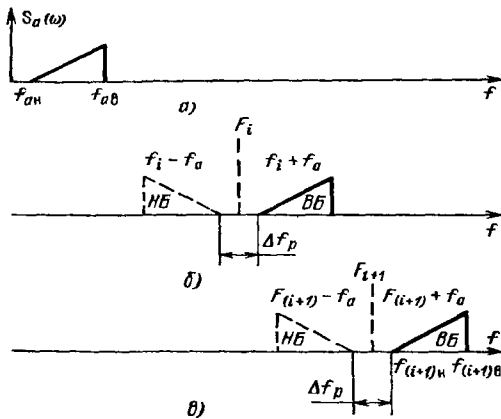


Рис. 6.7. Первичный сигнал (а) и планы частот  $i$ -го (б) и  $(i + 1)$ -го (в) каналов

так, чтобы было обеспечено наиболее эффективное использование полосы частот линейного тракта. В современных системах передачи с ЧРК принято, что разность между несущими частотами соседних каналов  $F_{i+1} - F_i = 4$  кГц. При фильтровом методе формирования однополосных сигналов это приводит к тому, что подавляемая боковая полоса частот одного канала почти полностью совпадает с полезной боковой полосой частот другого канала. На рис. 6.7 в качестве примера показаны планы частот  $i$ -го и  $(i + 1)$ -го каналов, при условии, что в линейный тракт передаются верхние боковые полосы частот. Штриховой линией показаны подавляемые боковые полосы частот. Видно, что нижняя боковая полоса частот  $(i + 1)$ -го канала почти полностью совпадает с полосой частот, в которой передается  $i$ -й каналный сигнал. Очевидно, что при неполном подавлении ненужной боковой полосы частот возникнут переходные помехи между каналами, причем уровень этих помех будет тем меньше, чем больше затухание канальных фильтров в полосах задерживания.

Обозначим через  $A_{зпер}$  минимально допустимую защищенность от межканальных помех, возникающих вследствие неполного подавления ненужной боковой полосы частот. Сохраняя для канальных фильтров обозначения, принятые на рис. 6.2, получим  $A_{зпер} = A_{ф} - A_{пр}$ .

Требуемая защищенность должна быть получена при полосе расфилтровки  $\Delta f_p$ , которая равна промежутку между минимальной частотой верхней боковой полосы частот и максимальной частотой нижней боковой полосы частот. Очевидно,  $\Delta f_p = 2f_{ан}$  (см. рис. 6.7).

Для каналов тональной частоты  $f_{ан} = 0,3$  кГц,  $f_{ав} = 3,4$  кГц и  $\Delta f_p = 0,6$  кГц. В результате изучения опыта эксплуатации систем передачи установлено, что защищенность от переходных помех между каналами ТЧ должна быть не менее 60 дБ. Следовательно, затухание канальных фильтров в полосе задерживания не менее чем на 60 дБ должно быть больше затухания в полосе пропускания.

Качество связи по каналам ТЧ в значительной степени определяется частотными характеристиками их остаточного затухания и группового времени распространения. Как видно из схемы построения аппаратуры с ЧРК (см. рис. 6.1), эти характеристики определяются в основном качеством канальных фильтров. Поэтому допустимую неравномерность частотной характеристики затухания канальных фильтров можно определить исходя из требований к частотной характеристике остаточного затухания канала ТЧ. На рис. 4.4 приведен шаблон допустимых отклонений остаточного затухания канала при максимальном числе транзитов по низкой частоте. Принимая во внимание, что в таком составном канале число каскадно включенных канальных фильтров достигает 20, можно считать, что неравномерность частотной характеристики затухания одного фильтра  $\Delta A_{\phi} \leq 0,5$  дБ.

Добротность резонансных контуров, входящих в канальные фильтры, ориентировочно можно оценить по формуле

$$Q = (4,9 - 2,16 \Delta A_{\phi}) \frac{A_{з\ пер}}{\rho} 10^{-2} \quad (6.19)$$

где  $\rho = \Delta f_p / F_i$  — относительная полоса расфильтровки канального фильтра  $i$ -го канала. Очевидно, что больше каналов в системе передачи, тем выше должна быть несущая частота канала, расположенного в верхней части диапазона частот группового сигнала и тем меньше будет величина  $\rho$ . Из опыта фильтрования известно, что при  $Q \leq 100$  можно реализовать фильтры на  $LC$  элементах; при больших добротностях необходимо применять кварцевые, электромеханические или магнитоупругие резонаторы; при добротностях, превосходящих 1000 — 5000, реализация фильтров становится затруднительной.

Расчеты по формуле (6.19) показывают, что в диапазоне частот до 30 кГц ( $\rho \leq 0,02$ ) можно применять  $LC$  фильтры. В системе передачи с более широкой полосой частот, т.е. с большим числом каналов, необходимо применять сравнительно дорогие фильтры с высокодобротными резонаторами.

Серьезным недостатком фильтрового метода формирования однополосных сигналов по схеме рис. 6.6 является также то, что число разнотипных канальных фильтров должно быть равно

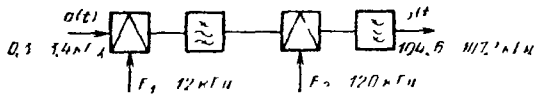


Рис. 6.8 Многократное преобразование частоты

числу каналов  $\lambda$ . При большом числе каналов это удорожает и усложняет производство и эксплуатацию аппаратуры. Указанные недостатки устраняются при многократном преобразовании частоты.

### МНОГОКРАТНОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ ГРУППООБРАЗОВАНИЕ

Метод многократного преобразования частоты поясняет рис. 6.8, на котором в качестве примера показана схема формирования однополосного сигнала с инвертированным спектром в диапазоне частот 104,6–107,7 кГц из первичного сигнала с полосой частот 0,3–3,4 кГц. При однократном преобразовании частоты по схеме рис. 6.1 необходима несущая частота 108 кГц и должна выделяться нижняя боковая полоса частот. Относительная полоса расфильтровки при этом  $\rho = 0,6/108 = 0,56 \cdot 10^{-2}$ , в связи с чем добротность резонансных контуров полосового фильтра, рассчитанная по формуле (6.19), ориентировочно равна 400, следовательно, в фильтре должны применяться высокодобротные резонаторы, например электромеханические. При преобразовании частоты по схеме рис. 6.8 на первой ступени выберем достаточно низкую несущую частоту, например  $f_1 = 12$  кГц, и выделим верхнюю боковую полосу частот (рис. 6.9). При этом  $\rho_1 = 0,05$  и можно реализовать высококачественный фильтр с низкодобротными резонаторами. Спектр полученного на первой ступени преобразованного сигнала будет находиться в полосе частот от 12,3 до 15,4 кГц. Для получения требуемого сигнала на второй ступени преобразования частоты потребуются несущая частота  $f_2 = 120$  кГц; полосовой фильтр второй ступени преобразования также легко реализуется, так как  $\rho_2 = 0,2$  (см. рис. 6.9)

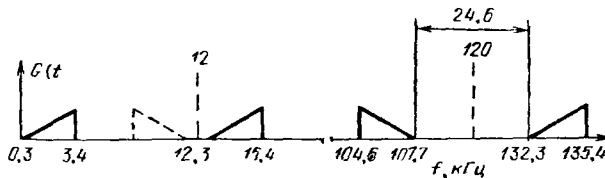


Рис. 6.9 Планы частот при многократном преобразовании частоты

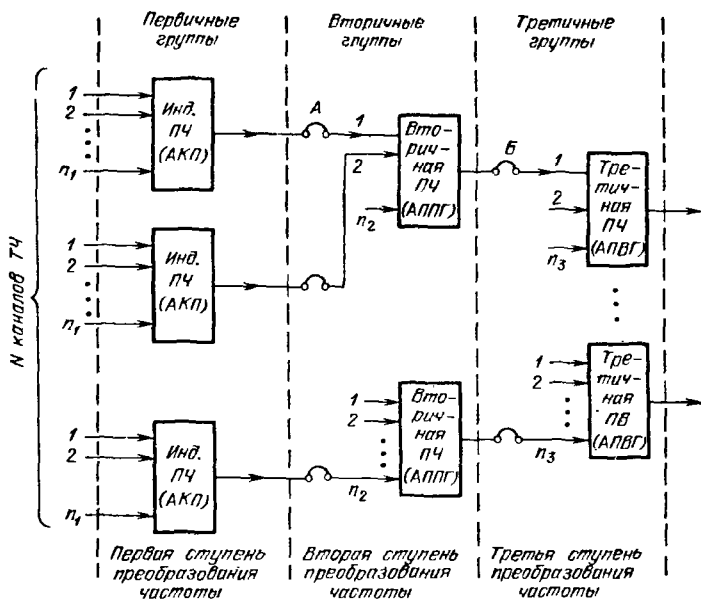


Рис. 6.10. Построение каналобразующего оборудования при многократном преобразовании частоты и группообразовании

При многократном преобразовании частоты вводится понятие "виртуальной несущей частоты" — такой частоты несущего колебания, которая обеспечила бы перенос спектра первичного сигнала в заданный диапазон при однократном преобразовании частоты.

Многократное преобразование частоты и разбиение общего числа каналов на группы (группообразование) позволяют подобрать диапазон частот каналных сигналов так, чтобы они были оптимальными с точки зрения реализации каналных фильтров с требуемыми характеристиками.

Рисунок 6.10 поясняет принцип построения аппаратуры, при котором используется многократное преобразование частоты и группообразование. На первой ступени преобразования частоты общее число каналов системы  $N$  разбивается на  $n_2$  групп по  $n_1$  каналов в каждой. В результате преобразования частоты формируются групповые сигналы, каждый из которых, содержит  $n_1$  каналных сигналов и занимает полосу частот от  $F_{1н}$  до  $F_{1в}$ . Эта ступень преобразования называется индивидуальной, а группа из  $n_1$  каналов — первичной. На рис. 6.11 показаны спектральные диаграммы индивидуального

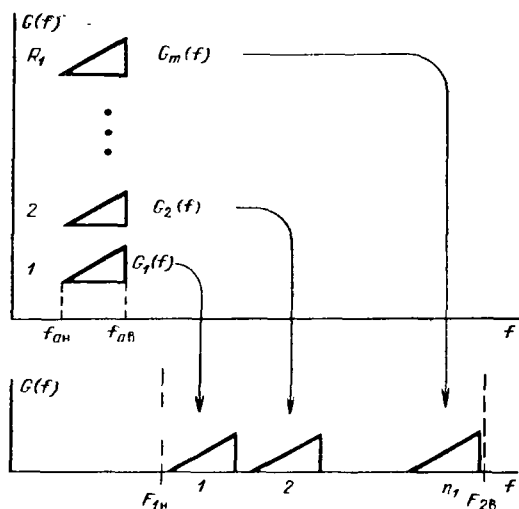


Рис. 6.11. Индивидуальное преобразование частоты

преобразования частоты. Здесь  $G_1(f), G_2(f), \dots, G_n(f)$  — энергетические спектры первичных сигналов; преобразование частоты можно выполнить как без инверсии, так и с инверсией спектра. Совокупность устройств, обеспечивающих формирование первичных групп каналов ТЧ, называется а п п а р а т у р о й канального преобразования (АКП).

Вторая и последующие ступени преобразования являются групповыми. На второй ступени  $n_2$  одинаковые частотные полосы первичных групп преобразуются в общий групповой сигнал, содержащий сигналы  $n_1 n_2$  каналов и занимающий полосу частот от  $F_{2н}$  до  $F_{2в}$ . Эта группа каналов называется в т о р и ч н о й. На следующей (третьей) ступени преобразования образуется  $n_1 n_2 n_3$ -канальный сигнал путем переноса спектров  $n_3$  вторичных групповых сигналов в полосу частот от  $F_{3н}$  до  $F_{3в}$ . Так получают т р е т и ч н у ю группу каналов.

При построении оконечной аппаратуры с очень большим числом каналов можно использовать четверичные и пятиричные группы каналов, которые образуются объединением соответственно нескольких третичных и четверичных групп. Совокупность устройств, обеспечивающих формирование вторичных, третичных и более высокого порядка групп каналов, называется соответственно аппаратурой преобразования первичных групп (АППГ), аппаратурой преобразования вторичных групп (АПВГ) и т. д.

На рис. 6.10 условно показана возможность отключения первичных групп каналов от входов вторичных преобразователей частоты (точки *A*), вторичных групп каналов от входов третичных преобразователей частоты (точки *B*) и т. д. Такая структура аппаратуры обеспечивает образование широкополосных каналов. Так, отключая в точках *A* первичные группы каналов, получают взамен каналов ТЧ широкополосные первичные каналы с полосой частот от  $F_{1н}$  до  $F_{1в}$  каждый, в точках *B* — взамен  $n_1 n_2$  каналов ТЧ — вторичные широкополосные каналы с полосой частот от  $F_{2н}$  до  $F_{2в}$  и т. д. В приемной части аппаратуры преобразование частоты сигналов производится в обратном порядке.

Совокупность устройств, обеспечивающих образование групп каналов ТЧ и широкополосных каналов, называется к а н а л о б р а з у ю щ и м о б о р у д о в а н и е м. Многократное преобразование частоты и группообразование позволяют стандартизировать каналобразующее оборудование для различных систем передачи, причем независимо от числа каналов ТЧ число типов наиболее сложных индивидуальных канальных фильтров остается равным  $n_1$ . Высококачественные канальные фильтры первичной группы дают возможность свести до минимума защитные промежутки между каналами. Многократное групповое преобразование частоты позволяет в линейном спектре частот сохранить такие же защитные промежутки между диапазонами каналов, как в первичных группах.

Спектр частот группового сигнала, получаемого на выходе каналобразующего оборудования, как правило, не совпадает с частотными диапазонами линейных трактов конкретных систем передачи. Согласование спектров частот каналобразующего оборудования и линейных трактов конкретных систем передачи осуществляется специальным оборудованием сопряжения. В табл. 6.5 приведены некоторые характеристики современного каналобразующего оборудования.

Т а б л и ц а 6 5

Наименование группы каналов	Диапазон частот, кГц	Число каналов ТЧ	Число объединяемых групп
Предварительная группа (ПрГ)	12–24	3	—
Первичная группа (ПГ) *	60–108	12	4 ПрГ
Вторичная группа (ВГ)	312–552	60	5 ПГ
Третичная группа (ТГ)	812–2044	300	5 ВГ
Четверичная группа (ЧГ)	8516–12 388	900	3 ТГ

\* ПГ можно построить без ПрГ

## ФАЗО-РАЗНОСТНЫЙ МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ ОДНОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Стоимость и характеристики аппаратуры канального (индивидуального) преобразования частоты в значительной степени определяют стоимость оконечной аппаратуры системы передачи и качество связи по каналам ТЧ. При фильтровом методе формирования однополосных сигналов наиболее сложной и дорогой частью преобразователей частоты являются фильтры. Стремление к удешевлению аппаратуры привело к разработке бесфильтровых методов формирования однополосных сигналов; наибольшее распространение получил фазо-разностный метод.

Поскольку первичные сигналы всегда являются низкочастотными, то формирование канальных сигналов сводится к смещению спектров первичных сигналов вверх по оси частот в заданные диапазоны без инверсии или с инверсией спектра. При смещении вверх связь между исходным (первичным) и преобразованным (канальным) сигналами, описывается формулами (6.13) и (6.17). Вводя обозначения, относящиеся к первичным и канальным сигналам, перепишем формулы (6.13) и (6.17) в виде

$$v_k(t) = A(t) \cos[\Omega_k t + \theta_a(t)], \quad (6.20)$$

$$v_{kн}(t) = A(t) \cos[(2\omega_{a0} + \Omega_k)t - \theta_a(t)], \quad (6.21)$$

где  $v_k(t)$  и  $v_{kн}(t)$  — канальные сигналы  $k$ -го канала без инверсии и с инверсией спектра соответственно;  $A(t)$  — огибающая первичного сигнала;  $\theta_a(t)$  — фаза первичного сигнала;  $\omega_{a0}$  — центральная частота спектра первичного сигнала;  $\Omega_k$  — смещение, определяющее полосу частот, в которую переносится спектр первичного сигнала.

Назовем частотой преобразования  $k$ -го канала величину  $\Omega_{kп} = \Omega_k$  при формировании канального сигнала без инверсии спектра по формуле (6.20) и  $\Omega_{kп} = 2\omega_{a0} + \Omega_k$  — при формировании канального сигнала с инвертированным спектром по формуле (6.21). Тогда

$$v_k(t) = A(t) \cos[\Omega_{kп} t \pm \theta_a(t)], \quad (6.22)$$

где знак "+" характеризует канальный сигнал с прямым, а знак "—" с инверсным спектром. Выражение (6.22) перепишем в виде

$$v_k(t) = A(t) \cos \theta_a(t) \cos \Omega_{kп} t \pm A(t) \sin \theta_a(t) \sin \Omega_{kп} t. \quad (6.23)$$

Рассматривая выражение (6.23) как алгоритм формирования однополосного сигнала, замечаем, что первичный сигнал  $a(t) =$

$= A(t) \cos \theta_a(t)$  нужно умножить на гармоническое колебание  $\cos \Omega_{кн} t$  и из полученного произведения вычесть (или с ним просуммировать) произведение квадратурного сигнала  $\sigma_a(t) = A(t) \sin \theta_a(t)$  на колебание  $\sin \Omega_{кн} t$ . Заметим, что сигнал  $\sigma_a(t)$  можно получить из первичного сигнала  $a(t)$  поворотом фазы всех его спектральных составляющих на угол  $\pi/2$ ; аналогично поворотом фазы на угол  $\pi/2$  получается колебание  $\sin \Omega_{кн} t$  из  $\cos \Omega_{кн} t$ . Схема, реализующая эти операции, изображена на рис. 6.12 и называется фазо-разностной. Умножение сигналов осуществляется перемножителями (балансными модуляторами), поворот фазы на угол  $\pi/2$  — фазовращателями.

Спектральные диаграммы, изображенные на рис. 6.13, поясняют формирование однополосного сигнала фазо-разностной схемой. В ветви 1 осуществляется умножение и

$$S_1(t) = A(t) \cos \Omega_{кн} t = 0,5A(t) \cos [\Omega_{кн} t - \theta_a(t)] + 0,5A(t) \times \cos [\Omega_{кн} t + \theta_a(t)]; \quad (6.24)$$

на выходе перемножителя  $M1$  получаются нижняя и верхняя боковые полосы частот, изображенные на рис. 6.13, *а*. На выходе перемножителя  $M2$  сигнал имеет вид

$$S_2(t) = A(t) \sin \theta_a(t) \sin \Omega_{кн} t = 0,5A(t) \cos [\Omega_{кн} t - \theta_a(t)] - 0,5A(t) \cos [\Omega_{кн} t + \theta_a(t)]. \quad (6.25)$$

Соответствующие боковые полосы частот изображены на рис. 6.13, *б*. Видно, что в результате суммирования сигналов ветвей 1 и 2 на выходе получается однополосный сигнал  $v_k(t)$  с инверсным спектром, соответствующий нижней боковой (рис. 6.13, *в*), а в результате вычитания — однополосный сигнал без инверсии спектра, соответствующий верхней боковой полосе частот (рис. 6.13, *г*).

Полное подавление ненужной боковой полосы частот будет обеспечено при выполнении двух условий:

- 1) точном повороте в ветви 2 фаз всех спектральных составляющих первичного сигнала и частоты преобразования на угол  $\pi/2$  по отношению к ветви 1;
- 2) при строгой симметрии ветвей 1 и 2, т.е. при равенстве их затуханий и фазовых сдвигов.

Второе условие реализуется сравнительно просто. Выполнение первого условия связано с серьезными трудностями. Широкополосный фазовращатель, с высокой точностью поворачивающий фазу всех спектральных составляющих первичного сигнала на угол  $\pi/2$ , реализовать очень трудно. Значительно проще реализовать два фазовращателя, разность фаз которых в диапазоне частот первичного сигнала  $\omega_{ан} \leq \omega \leq \omega_{ав}$  равна



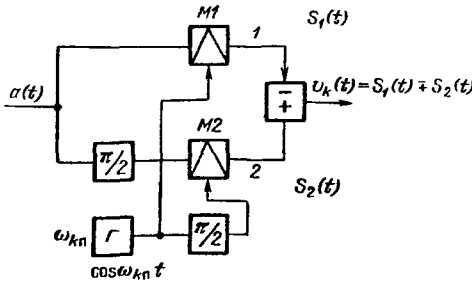


Рис. 6.12. Структурная схема фазо-разностного преобразователя частоты

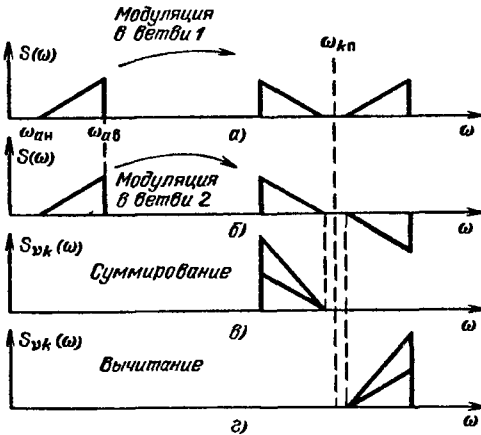


Рис. 6.13. Спектральные диаграммы при фазо-разностном формировании однополосного сигнала

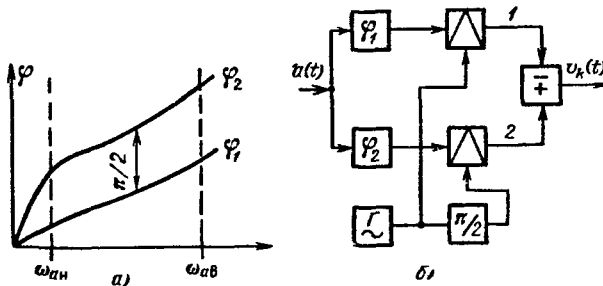


Рис. 6.14. Фазо-разностный преобразователь частоты с двумя широкополосными фазовращателями: а — характеристики фазовращателей; б — структурная схема

$\varphi_1 - \varphi_2 = \pi/2$  (рис. 6.14, а). Фазо-разностная схема формирования однополосного сигнала с фазовращателями в ветвях 1 и 2 изображена на рис. 6.14, б. Однако и в этой схеме обеспечить точный сдвиг по фазе на угол в широком диапазоне частот невозможно. При заданной точности сдвига фаз  $\Delta\varphi$  широкополосные фазовращатели оказываются тем сложнее, чем больше относительная ширина полосы частот первичных сигналов  $\rho_c = \omega_{ав}/\omega_{ан}$ . При  $\omega_{ан} = 0$ , т.е. при  $\rho_c = \infty$ , широкополосные фазовращатели оказываются физически нереализуемыми.

Остаток подавляемой боковой полосы частот зависит от неточности сдвига фаз  $\Delta\varphi = \pi/2 - (\varphi_1 - \varphi_2)$ . Найдем эту зависимость. Предположим, что на вход фазоразностного преобразователя частоты подается монохроматическое колебание с частотой  $\omega - a(t) = U_\omega \cos \omega t$ , причем  $\omega_{ан} \leq \omega \leq \omega_{ав}$ . В этом случае выражения (6.24) и (6.25) примут вид

$$S_1(t) = 0,5 U_\omega \cos(\Omega_{кп} - \omega)t + 0,5 U_\omega \cos(\Omega_{кп} + \omega)t, \quad (6.26)$$

$$S_2(t) = 0,5 U_\omega \cos[(\Omega_{кп} - \omega)t - \Delta\varphi] - 0,5 U_\omega \cos[(\Omega_{кп} + \omega)t + \Delta\varphi]. \quad (6.27)$$

Предположим, что выделяется нижняя боковая полоса частот, т.е.  $v_k(t) = S_1(t) + S_2(t)$ . При  $\Delta\varphi \neq 0$  верхняя боковая частота будет подавлена не полностью, т.е.  $v_k(t) = U_{нб\Sigma} + U_{вб\Sigma}$ , где  $U_{нб\Sigma}$  и  $U_{вб\Sigma}$  — амплитуды соответственно нижней и верхней боковой на выходе преобразователя частоты. Найдем величину  $A_n = 20 \lg(U_{нб\Sigma}/U_{вб\Sigma})$ , которая называется затуханием подавленной. Для определения амплитуд  $U_{нб\Sigma}$  и  $U_{вб\Sigma}$  рассмотрим векторные диаграммы, изображенные на рис. 6.15, где  $U_6 = 0,5 U_\omega$ . Очевидно,

$$U_{вб\Sigma} = 2U_6 \sin \frac{\Delta\varphi}{2}, \quad U_{нб\Sigma} = 2U_6 \cos \Delta\varphi/2 \quad \text{и} \quad A_n = 20 \lg \operatorname{ctg}(\Delta\varphi/2).$$

Задавая значением  $A_n$ , можно определить допустимую погрешность широкополосного фазовращателя:

$$\Delta\varphi = 2 \operatorname{arctg} 10^{-0,05 A_n}. \quad (6.28)$$

В табл. 6.6 приведены результаты расчета по формуле (6.28)

Таблица 6.6

$A_n$ , дБ	20	30	40	50	60
$\Delta\varphi$ , град	11,4	3,6	1,1	0,4	0,1

Выше было показано, что наиболее эффективное использование линейного тракта, когда полоса частот, отводимая на один канал  $\Delta f_k = 4$  кГц, возможно при  $A_n = 60$  дБ. Как видно

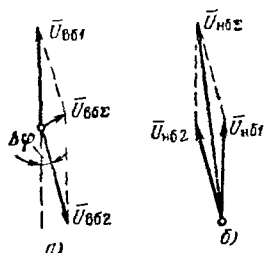


Рис. 6.15. Векторные диаграммы широкополосного фазовращателя *а* — для верхней боковой частоты; *б* — для нижней боковой частоты

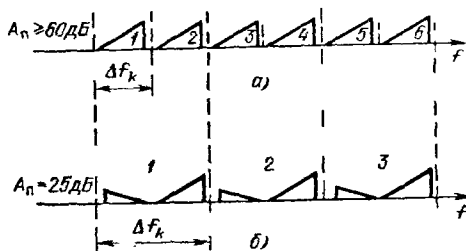


Рис. 6.16. Планы частот группового сигнала при фильтровом (*а*) и фазо-разностном (*б*) формировании однополосных сигналов

из табл. 6.6, величина  $A_n = 60$  дБ в фазо-разностной схеме получается при  $\Delta\varphi \approx 0,1^\circ$ . Широкополосные фазовращатели, обеспечивающие такую точность поворота фазы, реализовать чрезвычайно трудно. Поэтому на практике ограничиваются значением  $A_n = 25 \div 30$  дБ. При этом полосу частот, отводимую на один канал, приходится удваивать, т.е. принимать  $\Delta f_k = 8$  кГц (рис. 6.16). Такое решение оказывается целесообразным для систем передачи на короткие расстояния (например, для сельского участка ЕАСС), когда на первый план выступает задача упрощения и удешевления оконечной аппаратуры. При  $A_n = 25 \div 30$  дБ фазо-разностные преобразователи частоты значительно проще и дешевле фильтровых. Фазо-разностная схема дает возможность формировать однополосные сигналы в любой области частот без изменения параметров фазовращателей, что обеспечивает высокую степень стандартизации аппаратуры индивидуального преобразования частоты.

#### ФАЗО-ФИЛЬТРОВЫЙ МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ ОДНОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

При всех достоинствах фазо-разностных преобразователей частоты их применение ограничивается трудностью реализации широкополосных фазовращателей, обеспечивающих в полосе частот первичных сигналов фазовый сдвиг, близкий к  $\pi/2$ . Попробуем избежать эту трудность.

Рассмотрим схему, изображенную на рис. 6.17. Выясним, как зависят фазовые спектры сигналов  $S_3(t)$  и  $S_4(t)$  от разности фаз  $\varphi$  несущих колебаний в ветвях этой схемы.

Полагая, что модуляторы  $M_1$  и  $M_2$  представляют собой идеальные множители, получим

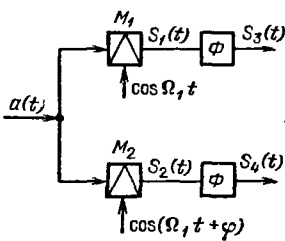


Рис. 6.17. Схема формирования квадратурных сигналов

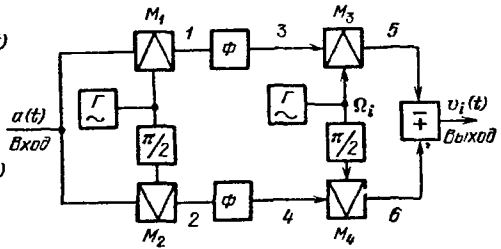


Рис. 6.18. Структурная схема фазо-фильтрового преобразователя частоты

$$s_1(t) = A(t) \cos \theta_a(t) \cos \Omega_1 t = 0,5 A(t) \cos [\Omega_1 t - \theta_a(t)] + 0,5 A(t) \cos [\Omega_1 t + \theta_a(t)],$$

$$s_2(t) = A(t) \cos \theta_a(t) \cos (\Omega_1 t + \varphi) = 0,5 A(t) \cos [\Omega_1 t + \varphi - \theta_a(t)] + 0,5 A(t) \cos [\Omega_1 t + \varphi + \theta_a(t)].$$

Фильтры на выходах модуляторов  $M_1$  и  $M_2$  должны пропускать одну из боковых полос сигналов  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$ . Если фильтры пропускают верхние боковые полосы, то на их выходах будут сигналы вида\*

$$S_3(t) = A(t) \cos [\Omega_1 t + \theta_a(t)], \quad (6.29)$$

$$S_4(t) = A(t) \cos [\Omega_1 t + \varphi + \theta_a(t)]; \quad (6.30)$$

при выделении нижних боковых полос

$$S_3(t) = A(t) \cos [\Omega_1 t - \theta_a(t)], \quad (6.31)$$

$$S_4(t) = A(t) \cos [\Omega_1 t + \varphi - \theta_a(t)]. \quad (6.32)$$

Как видно, сигналы  $S_3(t)$  и  $S_4(t)$  сдвинуты по фазе на угол  $\varphi$ . Устанавливая  $\varphi = \pi/2$ , сформируем на выходах схемы рис. 6.17 квадратурные сигналы, необходимые для работы фазо-разностного преобразователя частоты. Объединяя схему рис. 6.17 при  $\varphi = \pi/2$  и выходную часть фазо-разностного преобразователя частоты, получим схему преобразователя частоты, представленную на рис. 6.18. Заметим, что в этой схеме объединены принципы многократного преобразования частоты и фазо-разностного формирования однополосных сигналов. Преобразователь частоты, построенный по схеме рис. 6.18, называется ф а з о-ф и л ь т р о в ы м.

Выясним, какой вид имеют сигналы в различных точках

\* Здесь и в дальнейшем будем опускать множитель 0,5, если это не приводит к принципиальным ошибкам.

схемы рис. 6.18. Предположим, что фильтры  $\Phi$  выделяют верхние боковые полосы частот. Тогда в точках 3 и 4 будем иметь

$$S_3(t) = A(t) \cos [\Omega_1 t + \theta_a(t)], \quad (6.33)$$

$$S_4(t) = A(t) \sin [\Omega_1 t - \theta_a(t)]. \quad (6.34)$$

В модуляторах  $M_3$  и  $M_4$  сигналы  $S_3(t)$  и  $S_4(t)$  умножаются на несущие колебания  $\cos \Omega_i(t)$  и  $\sin \Omega_i(t)$  соответственно. В точках 5 и 6 получим, принимая во внимание выражения (6.33) и (6.34),

$$S_5(t) = s_3(t) \cos \Omega_i(t) = 0,5 A(t) \cos [(\Omega_i - \Omega_1)t - \theta_a(t)] + 0,5 A(t) \cos [(\Omega_i + \Omega_1)t + \theta_a(t)] \quad (6.35)$$

$$S_6(t) = s_4(t) \sin \Omega_i(t) = 0,5 A(t) \cos [(\Omega_i - \Omega_1)t - \theta_a(t)] - 0,5 A(t) \cos [(\Omega_i + \Omega_1)t + \theta_a(t)]. \quad (6.36)$$

На выходе преобразователя при вычитании сигналов  $S_5(t)$  и  $S_6(t)$  будем иметь

$$v_i(t) = A(t) \cos [(\Omega_i + \Omega_1)t + \theta_a(t)] \quad (6.37)$$

и при сложении сигналов  $S_5(t)$  и  $S_6(t)$

$$v_j(t) = A(t) \cos [(\Omega_i - \Omega_1)t - \theta_a(t)]. \quad (6.38)$$

Формула (6.37) соответствует однополосному сигналу без инверсии спектра частот или сигналу верхней боковой полосы частот относительно виртуальной несущей частоты  $\Omega_i + \Omega_1$ . Формула (6.38) описывает однополосный сигнал с инверсным спектром или сигнал нижней боковой полосы частот относительно виртуальной несущей частоты  $\Omega_i - \Omega_1$ . На рис. 6.19 представлены спектральные диаграммы (планы частот) в различных точках фазо-фильтрового преобразователя частоты, соответствующие формулам (6.33) — (6.38).

Фазо-фильтровый метод формирования однополосных сигналов не накладывает никаких принципиальных ограничений на выбор несущей частоты  $\Omega_1$  и на вид выделяемых фильтрами  $\Phi$  боковых полос частот. Однако определенными техническими преимуществами характеризуется преобразователь частоты, в котором  $\Omega_1 = (\omega_{aH} + \omega_{aB})/2$ , т. е. несущая частота  $\Omega_1$  соответствует центральной частоте первичного (преобразуемого) сигнала, а фильтры  $\Phi_1$  выделяют нижние боковые полосы частот. В этом случае несущая частота  $\Omega_i$  должна быть равна центральной частоте формируемого однополосного сигнала. Соответствующие спектральные диаграммы показаны на рис. 6.20.

Из спектральных диаграмм следует, что указанный выбор несущих частот максимизирует относительную полосу расфилт-

← Рис. 6.19. Спектральные диаграммы при фазо-фильтровом преобразовании частоты

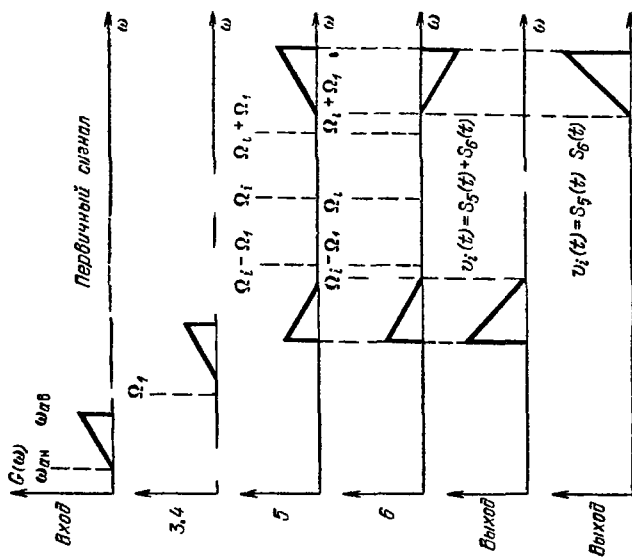
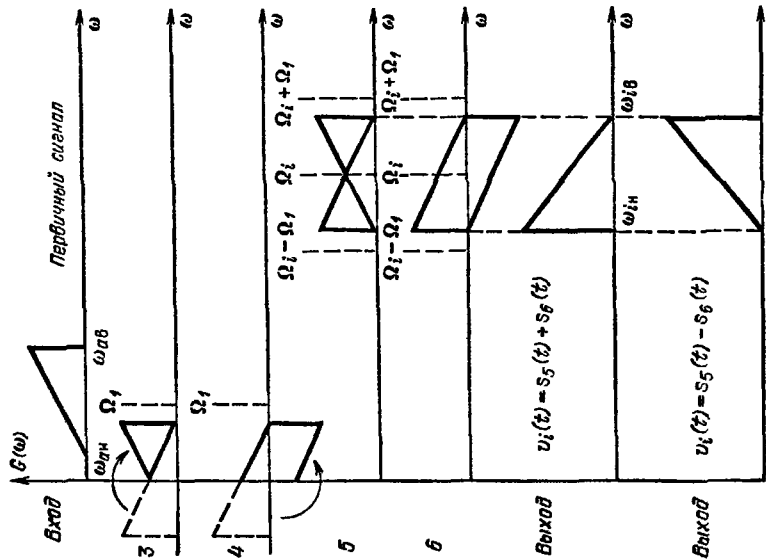


Рис. 6.20 Спектральные диаграммы при  $\Omega_1 = (\omega_{длв} + \omega_{длв}) / 2$

ровки, что упрощает реализацию фильтров. Важной особенностью данного режима работы является также то, что неидеальность узлов схемы не приводит к межканальным помехам, как это имеет место в фильтровом и фазо-разностном преобразователях частоты. Последнее объясняется тем, что спектр остатков подавляемой боковой полосы частот не выходит за границы диапазона полезного сигнала  $\omega_{iH} - \omega_{iB}$ .

#### 6.4. ДЕМОДУЛЯЦИЯ ОДНОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Демодуляция однополосных канальных сигналов, т. е. восстановление первичных сигналов на приеме  $D_i \{v_i(t)\} = a_i(t)$  сводится к преобразованию частоты (смещению спектров) канальных сигналов из полос частот  $\omega_{iH} - \omega_{iB}$ ,  $i = \overline{1, N}$ , в диапазон частот  $\omega_{aH} - \omega_{aB}$ . Спектры канальных сигналов могут быть как прямыми, так и инверсными (рис. 6.21). В большинстве случаев при этом используется фильтровый метод преобразования частоты (рис. 6.22). Опорное напряжение  $g_i(t)$  должно совпадать с виртуальной несущей частотой преобразователя частоты ПЧ<sub>i</sub> данного канала на передаче, т. е.

$$g_i(t) = \cos \Omega_i t; \quad (6.39)$$

фильтр нижних частот  $\Phi$  пропускает спектр первичного сигнала и подавляет высокочастотные составляющие сигнала  $s_{gi}(t) = v_i(t) g_i(t)$ , который получается на выходе умножителя  $\Pi$ .

На практике, как правило, генераторное оборудование приемной части системы передачи является автономным и не синхронизируется с генераторным оборудованием передающей части. Поэтому в действительности условие (6.39) не выполняется и

$$g_i(t) = \cos [(\Omega_i + \Delta \Omega) t]. \quad (6.40)$$

Выясним, к чему приводит это обстоятельство.

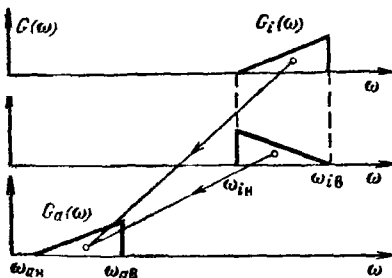


Рис. 6.21. Спектры при демодуляции однополосных сигналов

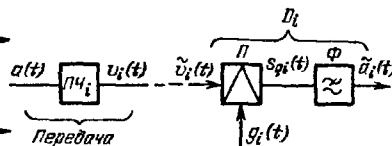


Рис. 6.22. Структурная схема демодулятора однополосного сигнала

Предположим, что на передаче частота преобразуется без инверсии спектра и в тракте передачи отсутствуют искажения и помехи. Тогда

$$\tilde{v}_i(t) = v_i(t) = A(t) \cos[\Omega_i t + \theta_a(t)]$$

и, учитывая условие (6.40), имеем

$$s_{ig}(t) = A(t) \cos[\Omega_i(t) + \theta_a(t)] \cos[(\Omega_i + \Delta\Omega)t],$$

откуда

$$s_{ig}(t) = 0,5A(t) \cos[\theta_a(t) - \Delta\Omega t] + 0,5A(t) \cos[(2\Omega_i + \Delta\Omega)t + \theta_a(t)]. \quad (6.41)$$

В выражении (6.41) второе слагаемое соответствует высокочастотной части сигнала  $s_{ig}(t)$ , которая подавляется фильтром нижних частот Ф демодулятора  $D_i$ . Поэтому выходной сигнал будет иметь вид

$$\tilde{a}(t) = A(t) \cos[\theta_a(t) - \Delta\Omega t]. \quad (6.42)$$

Как видно из (6.42), в результате несинхронности несущего и опорного колебаний в системах передачи с ОБП спектр восстановленного сигнала смещается на  $\Delta\Omega/2\pi$  Гц. Это явление называют сдвигом частот в канале передачи. Рисунок 6.23 иллюстрирует явление сдвига частот. Смещение всех составляющих спектра сигнала на  $\Delta\Omega/(2\pi)$  Гц приводит к искажениям, снижающим качество связи. Однако, если сдвиг частот не превосходит некоторого нормируемого значения, эти искажения оказываются допустимыми. Так, при телефонной связи абоненты практически не замечают сдвига частот до 10–20 Гц. При передаче программ художественного вещания допускается сдвиг частот, не превышающий 2 Гц. Следовательно, в системах передачи с ОБП расхождение частот  $\Delta f$  генераторного оборудования передающей и приемной частот аппаратуры не должно превы-

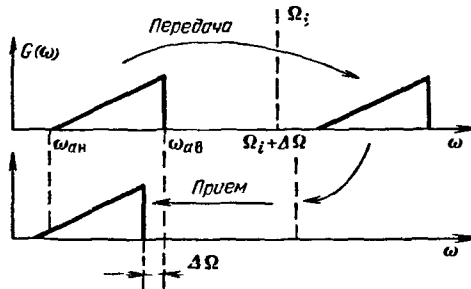


Рис. 6.23. Сдвиг частот при демодуляции однополосного сигнала



шать некоторого определенного значения. Поскольку каналы передачи являются универсальными и могут быть использованы для передачи сообщений, не допускающих большой сдвиг частот (например, факсимильных), то на практике принимают  $\Delta f = \pm 1$  Гц. Эта норма предъявляет весьма жесткие требования к стабильности частот генераторного оборудования систем передачи.

Анализ процесса демодуляции однополосного сигнала был выполнен при передаче верхней боковой полосы частот (без инверсии спектра) и условии, что частота опорного напряжения на приеме больше несущей частоты передатчика. Однако, очевидно, что во всех остальных случаях также будет иметь место сдвиг частот, значение которого определяется лишь абсолютным значением  $\Delta f$ . Поэтому полученные выводы имеют общий характер.

Рассмотрим теперь демодуляцию канального сигнала с неполностью подавленной второй боковой полосой частот, как это имеет место при формировании канальных сигналов фазоразностным методом. Полагая, что в качестве полезной используется верхняя боковая полоса частот, имеем в этом случае

$$v_i(t) = A(t) \cos [\Omega_i t + \theta_a(t)] + k_n A(t) \cos [\Omega_i t - \theta_a(t)], \quad (6.43)$$

где  $k_n \ll 1$  — коэффициент подавления ненужной боковой полосы частот.

Будем по-прежнему считать, что опорное напряжение демодулятора определяется формулой (6.40). Тогда

$$s_{ig}(t) = v_i(t) g_i(t) = A(t) \cos [\Omega_i t + \theta_a(t)] \cos (\Omega_i + \Delta\Omega)t + k_n A(t) \cos [\Omega_i t - \theta_a(t)] \cos (\Omega_i + \Delta\Omega)t. \quad (6.44)$$

Выполнив несложные тригонометрические преобразования и учитывая, что фильтр нижних частот  $\Phi$  подавляет высокочастотные составляющие сигнала  $s_{ig}(t)$ , получим из формулы (6.44) выражение для сигнала  $a(t)$ :

$$\tilde{a}(t) = A(t) \cos [\theta_a(t) - \Delta\Omega t] + k_n A(t) \cos [\theta_a(t) + \Delta\Omega t]$$

или

$$\tilde{a}(t) = A(t) \sqrt{1 + k_n^2 + 2k_n \cos 2\Delta\Omega t} \cos [\theta_a(t) + \varphi(t)],$$

где

$$\varphi(t) = \arctg \left( \frac{k_n - 1}{k_n + 1} \operatorname{tg} \Delta\Omega t \right).$$

Так как по условию  $k_n \ll 1$ , то  $\varphi(t) \approx -\Delta\Omega t$  и окончательно

$$\tilde{a}(t) = A(t) \sqrt{1 + k_n^2 + 2k_n \cos 2\Delta\Omega t} \cos [\theta_a(t) - \Delta\Omega t]. \quad (6.45)$$

Из (6.45) следует, что, как и при передаче одной боковой полосы частот, в данном случае несинхронность несущего и опорного колебаний приводит к сдвигу частот первичного сигнала на  $\Delta\Omega$ . Кроме того, сравнивая формулы (6.42) и (6.45), замечаем, что наличие остатка не полностью подавленной нижней боковой полосы частот привело к появлению в формуле (6.45) множителя  $\alpha(t) = \sqrt{1 + k_n^2 + 2k_n \cos 2\Delta\Omega t}$ , который характеризует периодические изменения интенсивности сигнала  $\tilde{a}(t)$ . Эти изменения можно трактовать как нестабильность остаточного затухания канала  $a_r$ . Определим величину этой нестабильности  $\Delta a_r$ .

В моменты времени  $t_T = n\pi/\Delta\Omega$  множитель  $\alpha(t)$  максимален, так как  $\cos 2\Delta\Omega t = 1$ . В эти моменты

$$\alpha(t_n) = 1 + k_n \quad (6.46)$$

и интенсивность сигнала  $\tilde{a}(t)$  максимальна, что соответствует минимальному значению остаточного затухания канала  $A_r = a_r \min$ . При

$$t = t_{(2n+1)} = (2n+1)\pi/\Delta\Omega \cos 2\Delta\Omega t_{(2n+1)} = -1$$

и

$$\alpha(t_{(2n+1)}) = 1 - k_n. \quad (6.47)$$

В моменты времени  $t_{(2n+1)}$  интенсивность сигнала минимальна, что соответствует максимуму  $a_r = a_r \max$ .

Среднее значение множителя  $\alpha(t)$

$$\alpha_{\text{ср}} = [\alpha(t_n) + \alpha(t_{(2n+1)})]/2 = 1.$$

Нестабильность остаточного затухания

$$\Delta a_r = A_r \text{ср} - a_r \min = 20 \lg (\max \tilde{a}(t) / a_{\text{ср}}). \quad (6.48)$$

С учетом (6.46) и (6.48)  $\Delta a_r = 20 \lg (1 + k_n)$ . Представляя  $\lg (1 + k_n)$  в виде степенного ряда и ограничиваясь его первым слагаемым (так как  $k_n \ll 1$ ), получаем

$$\Delta a_r = 8,7 k_n. \quad (6.49)$$

Для каналов тональной частоты допускается  $\Delta a_r \leq 0,5$  дБ. При этом  $k_n \leq 0,058$ . Затухание подавления ненужной боковой полосы частот  $A_n = 20 \lg 1/k_n$ , откуда  $A_n \geq 25$  дБ. Это значение было принято как минимально допустимое в фазо-разностных преобразователях частоты.

## 6.5. ГРУППОВОЙ СИГНАЛ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК

Для расчета и оптимизации режимов работы элементов групповых и линейных трактов СП с ЧРК (групповых преобразо-

вателей частоты, фильтров, усилителей и т. д.) необходимо знать характеристики соответствующих многоканальных сигналов. Наиболее важными параметрами являются средняя и пиковая мощности, для определения которых необходимо знать одномерную плотность вероятности многоканального сигнала.

При расчете одномерной плотности вероятности, средней мощности и пик-фактора многоканального сигнала следует иметь в виду, что отдельные каналы системы могут быть заняты для передачи сообщений различной природы – речи, программ звукового вещания, неподвижных изображений, телеграмм и т. д. Соответствующие этим сообщениям сигналы имеют различные статистические характеристики и представляют собой нестационарные случайные процессы. Их характерная особенность заключается в наличии случайных пауз, во время которых сигнал в канале отсутствует. Поэтому число канальных сигналов, из которых в любой момент времени складывается многоканальный сигнал, определяется числом "активных" каналов, т. е. каналов, на входах которых напряжение сигнала превышает некоторое минимальное значение. Число каналов, активных в данный момент времени, – случайная величина, с определенными вероятностями принимающая любые целочисленные значения от 0 до  $N$ . Таким образом, многоканальный сигнал в каждый момент времени представляет собой сумму случайного числа канальных сигналов с различными статистическими характеристиками. Методика расчета параметров такого сигнала рассматривается в специальной литературе.

Положение вещей существенно упрощается, когда число каналов  $N$  в системе велико и во всех каналах передаются одинаковые сигналы, например телефонные. При большом числе каналов вероятность совпадения пауз в различных каналах мала и суммарный сигнал становится тем ближе к стационарному, чем больше каналов в системе.

Так как сигналы различных каналов независимы и имеют конечную среднюю мощность  $P_a$  ср (т. е. конечную, отличную от нуля, дисперсию  $\sigma^2 = P_a$  ср), то выполняются условия центральной предельной теоремы теории вероятностей и многоканальный сигнал при  $N \rightarrow \infty$  сходится по вероятности к нормальному случайному процессу. Согласно рекомендации МККТТ многоканальный сигнал может считаться нормальным при  $N \geq 240$ .

Среднюю мощность канальных сигналов с учетом случайных пауз можно получить, усредняя значения мгновенных мощнос-

гей за большой промежуток времени (обычно за час наибольшей нагрузки), либо по всему множеству канальных сигналов  $N$ . При  $N \geq 240$  средняя мощность группового сигнала  $P_{U \text{ ср}} = \sigma_u^2 = NP_{a \text{ ср}}$ . Переходя к уровням, получаем  $p_{U \text{ ср}} = p_{a \text{ ср}} + 10 \lg N$ . Так как средняя мощность телефонного сигнала в точке с относительным нулевым уровнем равна 32 мкВт, то при передаче речевых сообщений и  $N \geq 240$  уровень  $p_{U \text{ ср}} = (-15 + 10 \lg N)$  дБмО.

Теперь найдем пик-фактор многоканального сигнала при  $N \geq 240$ . Одномерная плотность вероятности нормального случайного процесса имеет вид

$$w_u(x) = \frac{1}{\sigma_u \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_u^2}}$$

Пик-фактор многоканального сигнала

$$Q_u = 20 \lg (U_{\text{max}} / \sigma_u),$$

где  $U_{\text{max}}$  — мгновенное значение напряжения, вероятность превышения которого  $\epsilon$  достаточно мала. Обычно принимают  $\epsilon = 10^{-3}$  либо  $\epsilon = 10^{-4}$ . Величина  $\epsilon$  определяется выражением

$$\epsilon = 1 - \frac{2}{\sigma_u \sqrt{2\pi}} \int_0^{U_{\text{max}}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_u^2}} dx.$$

Выполняя в интеграле замену переменной  $t = x/\sigma_u$ , получаем

$$\epsilon = 1 - \Phi (U_{\text{max}} / \sigma_u),$$

где  $\Phi \left( \frac{U_{\text{max}}}{\sigma_u} \right) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{U_{\text{max}}} e^{-t^2/2} dt$  — интеграл вероятностей.

Пользуясь таблицами для функции  $\Phi(x)$ , получаем при  $\epsilon = 10^{-3}$   $U_{\text{max}} / \sigma_u = 3,3$  и  $Q = 10,4$  дБ; при  $\epsilon = 10^{-4}$   $U_{\text{max}} / \sigma_u = 3,9$  и  $Q = 11,8$  дБ.

Для расчета уровня средней мощности многоканального сигнала при  $12 \leq N \leq 240$  МККТТ рекомендует использовать эмпирическую формулу

$$p_{U \text{ ср}} = (-1 + 4 \lg N).$$

В литературе также приведена зависимость пик-фактора от числа каналов при  $N < 240$ .

## 6.6. ИСКАЖЕНИЯ В ГРУППОВЫХ ТРАКТАХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК

При передаче по групповому тракту многоканальный сигнал претерпевает линейные (амплитудно- и фазо-частотные) и нелинейные искажения и на него накладываются помехи. Как было

показано в § 6.4, максимальная помехоустойчивость системы передачи при флуктуационных помехах обеспечивается тогда, когда каналные сигналы ортогональны. В системах передачи с ЧРК это условие выполняется, поскольку спектры каналных сигналов не перекрываются, что обеспечивает возможность их разделения частотными полосовыми фильтрами (канальными фильтрами). Однако искажения в групповом тракте могут нарушить ортогональность каналных сигналов, а следовательно, и условие их разделимости, в результате чего появятся межканальные помехи.

Рассмотрим с этой точки зрения влияние линейных и нелинейных искажений в групповых трактах на качество связи в системах передачи с ЧРК. Для анализа воспользуемся формулой (1.4), причем будем считать, что помехи в тракте отсутствуют, т. е.  $n(t) = 0$ . Влияние на качество связи линейных и нелинейных искажений рассмотрим отдельно.

Если в тракте есть только линейные искажения, то формула (1.4) принимает вид

$$u(t) = L[u(t)] = L\left[\sum_{n=1}^N u_n(t)\right].$$

Перейдем от функций времени к частотным спектрам. Спектр многоканального сигнала на входе группового тракта  $S_u(i\omega) =$

$$= \sum_{n=1}^N S_n(i\omega), \text{ где } S_n(i\omega) \text{ — спектры каналных сигналов, для}$$

которых выполняются условия разделимости по частоте

$$\left. \begin{aligned} S_n(i\omega) \neq 0 \text{ при } \omega_{nн} \leq \omega \leq \omega_{nв}, \\ S_n(i\omega) = 0 \text{ при } \omega < \omega_{nн}, \omega > \omega_{nв}; \\ \omega_{(n+1)н} > \omega_{nв}, \end{aligned} \right\} \quad (6.50)$$

где  $\omega_{nн}$  и  $\omega_{nв}$  — соответственно нижняя и верхняя границы спектра  $n$ -го каналного сигнала.

Обозначим через  $H_{гр}(i\omega) = H_{гр}(\omega) e^{iB_{гр}(\omega)}$  — передаточную функцию (комплексную частотную характеристику) группового тракта. Здесь  $H_{гр}(\omega)$  и  $B_{гр}(\omega)$  — амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики группового тракта соответственно.

Спектр сигнала на выходе группового тракта

$$\tilde{S}_u(i\omega) = S_u(i\omega) H_{гр}(i\omega) = \sum_{n=1}^N S_n(i\omega) H_{гр}(i\omega) \quad (6.51)$$

Спектры каналных сигналов на выходе группового тракта имеют вид

$$\tilde{S}_n(i\omega) = S_n(i\omega) H_{гр}(i\omega). \quad (6.52)$$

Обозначим через  $S_n(\omega)$  амплитудный и через  $\varphi_n(\omega)$  фазовый спектры  $n$ -го канального сигнала. Тогда

$$\begin{aligned} S_n(i\omega) &= S_n(\omega) e^{i\varphi_n(\omega)} \quad \text{и} \\ \tilde{S}_n(i\omega) &= S_n(\omega) H_{гр}(\omega) e^{i[\varphi_n(\omega) + B_{гр}(\omega)]}. \end{aligned} \quad (6.53)$$

Очевидно, для спектров  $\tilde{S}_n(i\omega)$  также выполняются условия (6.50). Следовательно, спектры канальных сигналов на выходе группового тракта не перекрываются, поэтому они могут быть разделены частотными фильтрами. Таким образом, линейные искажения многоканального сигнала в системах с ЧРК не приводят к межканальным переходам.

Из выражения (6.53) следует, что линейные искажения в групповом тракте приводят к изменениям амплитудных и фазовых спектров канальных сигналов, т. е. искажается форма каждого канального сигнала в отдельности. Обычно эти искажения в отдельных каналах невелики, так как при широкополосном групповом тракте в пределах узкой полосы частот канала амплитудно-частотная характеристика  $H_{гр}(\omega)$  практически постоянна, а фазо-частотная характеристика  $B_{гр}(\omega)$  линейна.

Однако амплитудно-частотные искажения в групповом тракте могут привести к ухудшению условий передачи в некоторых каналах системы. Так, известно, что затухание пар кабеля, входящих в линейные тракты многоканальных систем передачи, растет с частотой. Поэтому в каналах, расположенных в верхней части линейного диапазона частот, уровень приема и защищенность от помех линейного тракта будут ниже, чем соответствующие параметры низкочастотных каналов. Кроме того, в процессе эксплуатации частотная характеристика затухания линейного тракта не остается постоянной — в основном вследствие температурных изменений затухания пар кабеля. Это также может привести к ухудшению защищенности и нестабильности остаточного затухания каналов. Меры борьбы с этими явлениями подробно рассматриваются в курса "Многоканальные системы передачи".

Перейдем теперь к вопросу о влиянии на качество связи нелинейных искажений многоканального сигнала. Полагая, что линейные искажения отсутствуют, имеем в формуле (1.4)  $L[u(t)] = a_1 u(t)$ , где  $a_1$  — постоянная, характеризующая усиление или ослабление многоканального сигнала в групповом тракте. Тогда

$$u(t) = a_1 u(t) + Z[u(t)], \quad (6.54)$$

где

$$Z[u(t)] = \sum_{k=2}^{\infty} a_k u^k(t) \quad (6.55)$$

— продукты нелинейных искажений.

Обычно нелинейность групповых трактов мала и для них выполняются условия  $a_3 u^3(t) \ll a_2 u^2(t)$ ,  $a_4 u^4(t) \ll a_3 u^3(t)$  и т. д. Поэтому в большинстве случаев можно считать, что

$$Z[u(t)] \approx a_2 u^2(t) + a_3 u^3(t). \quad (6.56)$$

Слагаемые  $\epsilon_{2н}(t) = a_2 u^2(t)$  и  $\epsilon_{3н} = a_3 u^3(t)$  называются продуктами нелинейных искажений второго и третьего порядков соответственно. Выясним, каков характер спектра продуктов нелинейных искажений.

Сначала предположим, что сигнал имеется только в одном  $i$ -м канале  $N$ -канальной системы передачи (рис. 6.24, а), причем  $v_i(t) = U_x \cos \omega_x t + U_y \cos \omega_y t + U_z \cos \omega_z t$ . (6.57)

В выражении (6.57) частоты  $\omega_x$ ,  $\omega_y$  и  $\omega_z$  могут принимать любые значения в пределах от  $\omega_{iН} = 2\pi f_{iН}$  до  $\omega_{iВ} = 2\pi F_{iВ}$ . Если выражение (6.59) подставить в формулу (6.58), то после тригонометрических преобразований можно определить спектральный состав и амплитуды продуктов нелинейных искажений на выходе группового тракта. Спектр продуктов нелинейности второго порядка (квадрат входного сигнала) содержит вторые гармоники всех частотных составляющих входного сигнала, т. е. составляющие с частотами вида  $2\omega_x$  и комбинационные частоты  $\omega_x \pm \omega_y$  (рис. 6.24, б). Спектр продуктов нелинейности

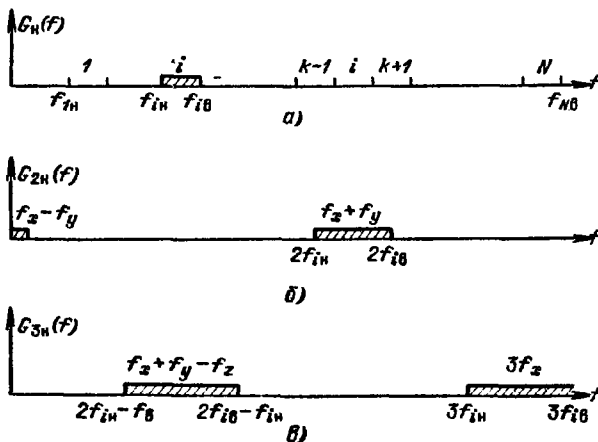


Рис. 6.24. Спектры продуктов нелинейности  $i$ -го канала

третьего порядка (куб входного сигнала) содержит третьи гармоники составляющих входного сигнала  $3\omega_x$  и комбинационные частоты вида  $\omega_x \pm \omega_y \pm \omega_z$  (рис. 6.24, е), где  $f = \omega / (2\pi)$ .

Из рис. 6.24 видно, что спектральные составляющие продуктов нелинейности  $i$ -го канала попадают в другие каналы, что приводит к появлению переходных помех между каналами системы передачи.

Если сигналы передаются по всем каналам системы (рис. 6.25, а), то продукты нелинейных искажений создают помехи во всем диапазоне частот группового тракта (рис. 6.25, б–д)

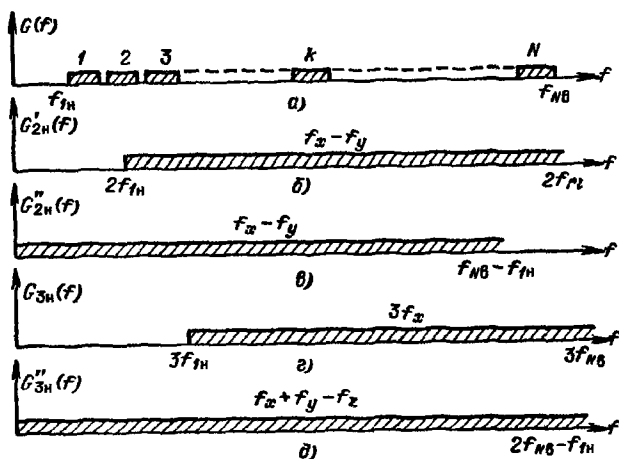


Рис. 6.25. Спектры продуктов нелинейности группового сигнала

Таким образом, нелинейные искажения многоканального сигнала в системах передачи с ЧРК приводят к межканальным переходам, которые могут проявляться либо как внятные переходные разговоры, либо как помехи, близкие к флуктуационным.

Методика расчета мощности помех нелинейного происхождения и требований к линейности амплитудных характеристик устройств, входящих в состав групповых трактов систем передачи с ЧРК, подробно рассматривается в курсе "Многоканальные системы передачи"



## ГЛАВА 7

### СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

#### 7.1. ВРЕМЕННОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ

В системах с временным разделением каналов (ВРК) цепь связи на короткие промежутки времени периодически подключается к источнику и приемнику сигналов каждого канала, т. е. отрезки сигнала, принадлежащие данному каналу, передаются в те промежутки времени, когда цепь свободна от передачи сигналов других каналов. Рассмотрим этот метод на примере двухканальной системы связи, упрощенная структурная схема которой изображена на рис. 7.1.

На рис. 7.1, а показано состояние схемы, когда ключи  $K_1$  и  $K_1'$  замкнуты и цепь связи соединяет источник  $I_1$  с приемником  $П_1$ . Это происходит периодически в промежутки времени  $0 < t < \tau_{\text{н}}$ ,  $T < t < T + \tau_{\text{н}}$  и т. д. На рис. 7.1, б показаны первичный сигнал первого источника  $a_1(t)$  и импульсы на выходе ключа  $K_1$  — канальный сигнал первого канала  $v_1(t)$ .

При  $\tau_{\text{н}} < t < T$ ,  $T + \tau_{\text{н}} < t < 2T$  и т. д. источник и приемник первого канала отключены от цепи и ее можно использовать для передачи сигналов второго канала. Построим схему так, чтобы ключи  $K_2$  и  $K_2'$  были замкнуты в промежутках времени

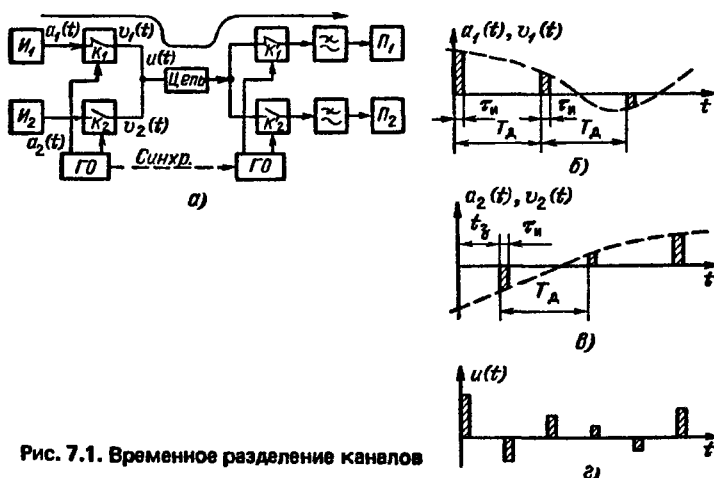


Рис. 7.1. Временное разделение каналов

$nT + t_3 < t < nT + t_3 + \tau_{\text{н}}$ ,  $n = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$ . В эти промежутки времени цепь связи будет соединять источник  $I_1$  с приемником  $P_2$ . На рис. 7.1, в изображены первичный сигнал второго источника (штриховая линия) и импульсы на выходе ключа  $K_2$  — сигнал  $v_2(t)$ . Групповой сигнал  $u(t) = v_1(t) + v_2(t)$  (рис. 7.1, з).

Работой ключей управляют периодические последовательности импульсов от специального генераторного оборудования. Для правильного соединения источников с приемниками ключи на концах цепи должны работать синхронно и синфазно.

Из рассмотренного примера видно, что в системах с ВРК первичные сигналы подвергаются квантованию по времени (дискретизации), т. е. система с ВРК является импульсной. Импульсы, управляющие работой квантующих  $K$  и разделяющих  $K'$  ключей в системе с ВРК, могут рассматриваться как переносчики  $r_i(t)$ , а ключи — как множители. Канальные сигналы представляются в виде  $v_i(t) = a_i(t) r_i(t)$ , т. е. операция квантования по времени может рассматриваться как модуляция по амплитуде импульсного переносчика — амплитудно-импульсная модуляция. В качестве разделительного параметра в данном случае выступают неперекрывающиеся промежутки времени, отводимые для передачи канальных сигналов на интервале дискретизации  $T_d$ .

Легко установить, что канальные сигналы в системе с ВРК ортогональны. Действительно, интеграл  $\int_0^{T_d} v_1(t) v_j(t) dt$  отличен от 0 только при  $i = j$ , так как при  $i \neq j$  в тех промежутках времени, когда  $v_i \neq 0$ ,  $v_j(t) = 0$ .

## 7.2. ВЫБОР ВИДА МОДУЛЯЦИИ

В линейном тракте СП с ВРК для передачи канальных сигналов могут быть использованы, кроме АИМ, следующие виды импульсной модуляции: широтно-импульсная (ШИМ), фазоимпульсная (ФИМ), частотно-импульсная (ЧИМ).

Чтобы обосновать выбор вида модуляции для систем связи с временным разделением каналов (импульсных систем), сравним помехоустойчивость приема при АИМ, ШИМ и ФИМ. Для этого введем, так же как в гл. 6, критерий оценки вида модуляции.

Пусть имеется приемное устройство, в котором происходит разделение канальных сигналов и их демодуляция. На вход приемного устройства поступают групповой сигнал  $u(t)$  (со-

вокупность модулированных переносчиков) и помеха  $n(t)$ , т. е. входное напряжение есть суммарное напряжение сигнала и помехи

$$\tilde{v}(t) = u(t) + n(t). \quad (7.1)$$

Помеха представляет собой случайный процесс; предположим, что этот процесс стационарен и известно его среднеквадратическое значение  $\sigma_n$ . Постоянная составляющая помехи (среднее значение) равна нулю.

Пусть  $U_{max}$  — максимальное значение сигнала  $u(t)$ . Соотношение между напряжениями сигнала и помехи на входе приемника будем характеризовать величиной

$$q_{\text{Д}} = U_{max}/\sigma_{\text{Д}}, \quad (7.2)$$

которую кратко называют отношением сигнал-помеха\*.

На выходах каналов должны быть получены первичные сигналы  $a(t)$ ; однако вместе с полезным сигналом приемник преобразует и входную помеху. Кроме того, вследствие несовершенства разделяющих устройств возникают переходные влияния. Поэтому выражение для сигнала на выходах каналов запишем в виде

$$\tilde{a}(t) = a(t) + \epsilon(t) + \eta(t), \quad (7.3)$$

где  $\epsilon(t)$  — преобразованная приемником входная помеха  $n(t)$ ;  $\eta(t)$  — функция, характеризующая переходные влияния между каналами.

Рассмотрим помехи  $\epsilon(t)$  и  $\eta(t)$  отдельно.

Пусть  $\sigma_{\text{ВЫХ}}$  — среднеквадратическое значение помехи  $\epsilon(t)$ , а  $A_{max}$  — максимальное значение полезного сигнала  $a(t)$ .

Величина

$$q_{\text{ВЫХ}} = A_{max}/\sigma_{\text{ВЫХ}} \quad (7.4)$$

есть отношение сигнал-помеха на выходе канала, а отношение

$$\gamma = q_{\text{Д}}/q_{\text{ВЫХ}} \quad (7.5)$$

характеризует помехоустойчивость системы. Очевидно, чем больше значение  $\gamma$ , тем более помехоустойчива система связи\*\*.

\* Иногда величину  $q_{\text{Д}}$  определяют как отношение среднеквадратических значений. Здесь удобно определение (7.2)

\*\* В телеграфии и системах передачи дискретных сигналов (данных) помехоустойчивость определяется вероятностью ошибки при заданном  $q_{\text{Д}}$ .

Качество разделения канальных сигналов можно охарактеризовать аналогичным образом отношением напряжения полезного сигнала  $a(t)$  к напряжению переходной помехи  $\eta(t)$ .

В ряде случаев (в частности, при оценке качества телефонных каналов) пользуются понятием защищенности

$$A_3 = 10 \lg (P_c/P_n) = p_c - p_n, \quad (7.6)$$

где  $P_c$  и  $P_n$  — соответственно мощности полезного сигнала и помехи;  $p_c$  и  $p_n$  — уровни полезного сигнала и помехи.

Воспользуемся введенными определениями для оценки помехоустойчивости при АИМ, ШИМ и ФИМ.

На рис. 7.2 схематически изображены демодуляторы импульсных сигналов. При АИМ и ШИМ демодуляция производится фильтром нижней частоты (рис. 7.2, а); при ФИМ предварительно преобразуют фазо-импульсную модуляцию в широтную с помощью схемы ФИМ—ШИМ (рис. 7.2, б).

Рассмотрим случай, когда  $n(t)$  — флуктуационная помеха (белый шум), т. е.  $n(t)$  — стационарный случайный процесс с нулевым средним значением и плотностью вероятности мгновенных напряжений

$$w(x) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} e^{-x^2 / (2\sigma_n^2)}. \quad (7.7)$$

Мощность помехи равна дисперсии  $\sigma_n^2$ , эффективное (среднеквадратическое) напряжение помехи равно  $\sigma_n$ . Условимся считать максимальным (пиковым) напряжением помехи такое напряжение  $U_{nmax}$ , вероятность превышения которого достаточно мала. О значении этой вероятности условиваются при расчете. Например, вероятность превышения белым шумом напряжения  $U = 5\sigma$  равна  $6,0 \cdot 10^{-7}$ .

Обратимся теперь к характеристикам полезного сигнала. До сих пор полагали, что сигнал  $u(t)$  представляет собой последовательность прямоугольных импульсов. В действительности стремятся формировать импульсы, форма которых близка к колоколообразным импульсам

$$u(t) = U_{max} e^{-\beta^2 t^2} \quad (7.8)$$

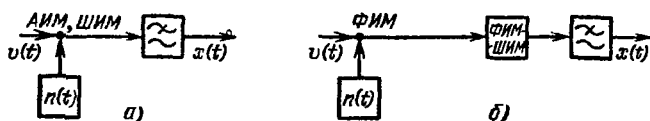


Рис. 7.2. Демодуляция импульсных сигналов

у которых энергия спектра сосредоточена в наиболее узкой полосе частот. Кроме того, из-за переходных процессов в тракте передачи фронты импульсов "размываются". В результате импульсы, поступающие на демодулятор, имеют вид, показанный на рис. 7.3. Важным параметром таких импульсов является крутизна фронта  $S_{\phi} = du(t)/dt$ . Очевидно, можно найти такую точку, в которой крутизна фронта максимальна (точка  $a$  на рис. 7.3).

С целью упрощения расчетов заменим сложные по форме входные импульсы трапецеидальными с высотой  $U_M$  и длительностью фронта  $\tau_{\phi}$  (рис. 7.4). Для такого импульса  $S_{\phi} = A_{max}/\tau_{\phi}$ . Выберем  $\tau_{\phi}$  такое, чтобы выполнялось условие

$$\frac{U_{max}}{\tau_{\phi}} = \max \left\{ \frac{du(t)}{dt} \right\}.$$

На рис. 7.4 штриховой линией изображены один из импульсов сигнала и одна из реализаций помехи  $n(t)$ . Все возможные значения входного сигнала  $\tilde{u}(t)$  лежат внутри заштрихованной области, верхняя граница которой получена суммированием ординат неискаженного сигнала с величиной  $U_{nmax}$ , а нижняя граница — вычитанием этой же величины из неискаженного сигнала. Таким образом, вследствие наложения помехи  $n(t)$  на полезный сигнал появляется паразитная модуляция импульсов по амплитуде, фазе и длительности.

При АИМ сигнал  $a(t)$  выделяется фильтром нижних частот и его амплитуда определяется выражением

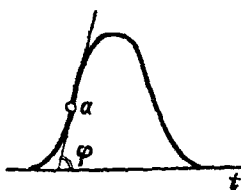


Рис. 7.3. Примерная форма импульса

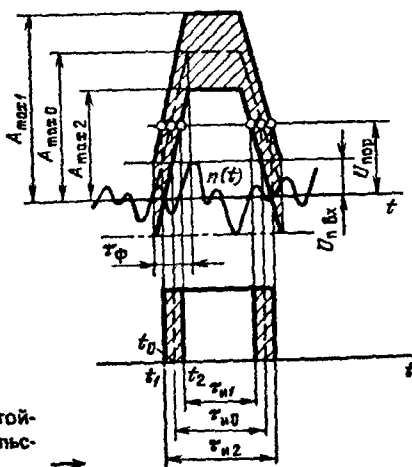


Рис. 7.4. К расчету помехоустойчивости различных видов импульсной модуляции

$$A_{max} = kmU_{max}, \quad (7.9)$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности;  $m$  — глубина модуляции.

Поскольку сигнал и помеха суммируются, то вершины импульсов на входе приемника полностью воспроизводят форму помехи  $n(t)$ . Поэтому среднеквадратическое напряжение помехи на выходе канала будет

$$\sigma_{вых} = k\sigma_{л}, \quad (7.10)$$

а в соответствии с формулами (7.2), (7.4), (7.9) и (7.10),  $q_{вых}$  АИМ =  $mq_{л}$  и формулой (7.5),

$$\gamma_{АИМ} = m. \quad (7.11)$$

Так как при АИМ  $m < 1$ , то в этом случае отношение сигнал-помеха на выходе демодулятора хуже, чем на входе.

При ШИМ и ФИМ сигнал на выходе приемника пропорционален сдвигу фронта входного импульса при модуляции  $\Delta\tau$ . В приемниках ШИМ и ФИМ перед детектированием происходит формирование сигнала с помощью пороговых устройств — ограничителей или электронных реле. Допустим, что формирование осуществляет электронное реле с напряжением срабатывания  $U_{пор} = U_{max}/2$  (рис. 7.4). Предположим, что напряжения срабатывания и отпускания реле близки друг к другу. Сигнал, который в этом случае формируется электронным реле, изображен в нижней части рис. 7.4. Из-за воздействия помехи фронты импульсов отклоняются от положений, определяемых модуляцией, и находятся в заштрихованных областях; максимальное отклонение фронта помехой составляет  $\Delta\tau_{п} = t_1 - t_0 = t_0 - t_2$ .

Из геометрических соображений ясно, что среднеквадратическое отклонение

$$\Delta\tau_{ск} = \sigma_{л} \frac{\tau_{ф}}{U_{max}} = \frac{\sigma_{л}}{S_{ф}} \quad (7.12)$$

Среднеквадратическое напряжение помехи на выходах демодуляторов ШИМ и ФИМ

$$\sigma_{вых} = k\Delta\tau_{ск} = k\sigma_{л} \frac{\tau_{ф}}{U_{max}} = k \frac{\sigma_{л}}{S_{ф}} \quad (7.13)$$

Максимальное напряжение полезного сигнала на выходах демодуляторов ШИМ и ФИМ пропорционально максимально полезному (т. е. полученному в результате модуляции) отклонению фронта

$$A_{max\text{ вых}} = k\Delta\tau_{max}. \quad (7.14)$$

Из (7.20), (7.13) и (7.14) получаем

$$q_{\text{вых}} = q_{\text{л}} \frac{\Delta \tau_{\text{max}}}{\tau_{\text{ф}}} = \frac{\Delta \tau_{\text{max}}}{\sigma_{\text{л}}} S_{\text{ф}}. \quad (7.15)$$

Таким образом, чем больше при ШИМ и ФИМ крутизна фронта импульса, тем больше отношение сигнал-помеха на выходе демодулятора. Отсюда следует, что уровень срабатывания пороговой схемы в демодуляторах ШИМ и ФИМ следует выбирать равным мгновенному значению входного напряжения, при котором крутизна импульса максимальна (точка *a* на рис. 7.3).

Из (7.5) и (7.15), имея в виду, что  $S_{\text{ф}} = A_{\text{max}}/\tau_{\text{ф}}$ , получим

$$\gamma_{\text{ШИМ, ФИМ}} = \Delta \tau_{\text{max}}/\tau_{\text{ф}}. \quad (7.16)$$

Следовательно, если  $\tau_{\text{ф}} < \Delta \tau_{\text{max}}$ , то  $\gamma_{\text{ШИМ, ФИМ}} > 1$ , т. е. отношение сигнал-помеха на выходе приемника лучше, чем на входе.

Итак, системы с ШИМ и ФИМ характеризуются большей помехоустойчивостью, чем системы с АИМ. Поэтому АИМ для связи непосредственно не применяется, хотя и используется в качестве промежуточной операции при получении и детектировании импульсных последовательностей, модулированных по ширине или по фазе.

Сравним теперь между собой ШИМ и ФИМ. При одинаковой полосе пропускания тракта передачи и одинаковой форме фронта импульса помехоустойчивость ШИМ и ФИМ одинакова. Однако при ШИМ средняя мощность сигнала больше, чем при ФИМ, так как для обеспечения возможности модуляции ширины импульсов среднюю длительность импульсов при ШИМ приходится брать большей, чем при ФИМ. Следовательно, при сохранении средней мощности сигнала переход к ФИМ дает возможность увеличить амплитуды импульсов и тем самым улучшить отношение сигнал-помеха на входе приемника.

Необходимо также иметь в виду, что при ШИМ ширина полосы пропускания тракта передачи должна обеспечивать достаточно малые искажения наиболее короткого импульса, т. е. она оказывается более широкой, чем требуется для импульса средней длительности. При ФИМ длительность всех импульсов одинакова, что позволяет выбрать оптимальную ширину полосы пропускания, обеспечивающую наиболее высокую помехоустойчивость.

Таким образом, ФИМ характеризуется рядом преимуществ по сравнению с другими видами импульсной модуляции (АИМ и ШИМ), благодаря чему она применяется почти во всех типах аппаратуры импульсной связи.

### 7.3. ПЕРЕХОДНЫЕ ВЛИЯНИЯ МЕЖДУ КАНАЛАМИ

В гл. 5 было показано, что условием возможности разделения канальных сигналов является их ортогональность. Если в процессе передачи указанное условие нарушается, то появляются переходные помехи между каналами. Рассмотрим с этой точки зрения многоканальную систему с временным разделением каналов.

На рис. 7.5 показана последовательность канальных импульсов  $N$ -канальной системы с временным разделением каналов, соответствующая одному периоду дискретизации исходных сигналов  $a(t)$ . Условие принадлежности некоторого сигнала  $v_k(t)$  к множеству  $V_k$  сигналов  $k$ -го канала записывается в виде  $v_k(t) \in V_k$ , если  $v_k(t) = 0$  при  $t < t_k$  и  $t > t'_k$ . (7.17)

Если в системе появится какой-либо сигнал  $\eta(t)$ , такой что  $\eta(t) \neq 0$  при  $t_k < t < t'_k$  и  $t_{k+1} < t < t'_{k+1}$ , то после демодуляции на выходах  $k$ - и  $(k+1)$ -го каналов появятся некоторые напряжения.

Групповой сигнал  $u(t) = \sum v_k(t)$  проходит через тракт передачи, который может вносить нелинейные искажения, ограничивать спектр сигнала и в полосе пропускания вносить частотные искажения. Безынерционный нелинейный четырехполюсник (амплитудный ограничитель, электронное реле) изменяет форму сигнала, что может быть причиной искажений канальных сигналов: например, ограничение по максимуму при АИМ приводит к искажениям в каналах. Однако в силу безынерционности такой четырехполюсник не может изменить промежуток времени, в пределах которого сигнал отличен от нуля. Поэтому нелинейные искажения в тракте передачи группового сигнала не могут нарушить условия (7.17) при любом значении  $k$  от 1

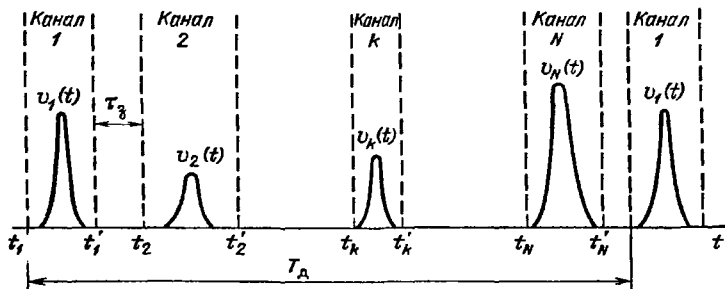


Рис. 7.5. Последовательность канальных импульсов



до IV. Следовательно, в отличие от многоканальных систем с частотным разделением каналов нелинейные искажения группового сигнала многоканальных систем с временным разделением не приводят к появлению взаимных переходных помех между каналами.

Рассмотрим теперь передачу импульсных сигналов через линейный четырехполюсник, ограничивающий спектр сигнала и вносящий амплитудно-частотные и фазо-частотные искажения. При подаче импульса на вход такого четырехполюсника возникают переходные процессы, длительность которых может быть достаточно велика (теоретически — бесконечна). Поэтому, если сигнал  $k$ -го канала на входе линейного четырехполюсника удовлетворяет условию (7.17), то может оказаться, что выходной сигнал отличен от нуля также и в промежутке времени, отведенном для  $(k + 1)$ -го канала; в этом случае появляются переходные помехи из  $k$ -го в  $(k + 1)$ -й канал.

Итак, взаимные переходные помехи между каналами систем с временным разделением появляются вследствие ограничения полосы пропускания группового тракта, неравномерности его амплитудно-частотной и нелинейности фазо-частотной характеристик.

Следует отметить, что при нелинейности фазо-частотной характеристики тракта переходные процессы особенно сильно затягиваются, поэтому в ряде случаев необходимо корректировать фазовые характеристики групповых элементов импульсных систем связи.

Принята следующая классификация переходных помех в системах с временным разделением каналов:

помехи первого рода, возникающие в результате ограничения полосы пропускания радио- и видеотракта со стороны высоких частот из-за частотных искажений в верхней части диапозона;

помехи второго рода, возникающие из-за частотных искажений видеотракта в области низких частот.

Выясним механизм возникновения указанных помех. При этом рассмотрим случай ФИМ, которая, как наиболее помехоустойчивая преимущественно применяется при временном разделении каналов

Переходные помехи первого рода. На рис. 7.6 показаны импульсы  $k$ -го и  $(k + 1)$ -го каналов. Вследствие ограничения по-

лосы пропускания тракта и частотных искажений фронты импульсов "размываются". На рис. 7.6 штриховой линией показано положение импульсов при отсутствии модуляции. Из рисунка видно, что импульсы  $k$  и  $(k + 1)$ -го каналов частично перекрываются, что приводит к смещению их фронтов, т. е. к появлению межканальных переходных помех.

Из теории линейных электрических цепей известно, что чем уже полоса частот тракта, тем дольше длятся переходные процессы при передаче импульсов и тем больше "размываются" фронты импульсов, т. е. тем меньше их крутизна  $S_{\phi}$ . Следовательно, явление перекрытия соседних импульсов и переходные помехи между каналами будут тем заметнее, чем уже полоса частот тракта передачи. В то же время величина переходных помех зависит от интервала  $\tau$ , который изменяется при ФИМ. Наибольшими переходные помехи будут в тот момент, когда импульс  $k$ -го канала сдвинется вправо на интервал  $\Delta\tau_{max}$ , а импульс  $(k + 1)$ -го канала влево. Это положение импульсов показано на рис. 7.6 сплошными линиями. Интервал  $\tau_3$ , остающийся между импульсами при их наибольшем сближении, называется **з а щ и т н ы м**.

Таким образом, величина переходных помех зависит от ширины полосы частот тракта передачи  $\Delta F_{пер}$  и защитного интервала  $\tau_3$ .

Положение фронтов импульсов, как было показано, фиксируется пороговым устройством, уровень срабатывания которого соответствует точке с максимальной крутизной фронта  $S_{\phi max}$ . Обозначим длительность импульса на этом уровне через  $\tau_0$  и временной сдвиг фронта импульса из-за переходной помехи через  $\Delta\tau_0$ . Для количественной оценки переходных

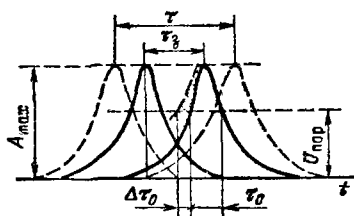
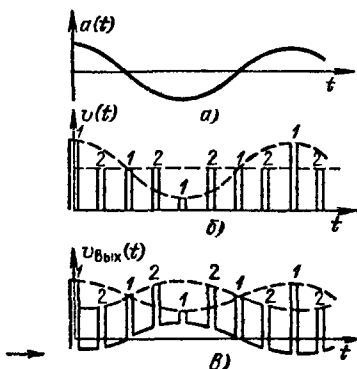


Рис. 7.6. Переходные помехи первого рода

Рис. 7.7. Переходные помехи второго рода



помех первого рода вводится величина защищенности канала, дБ:

$$A_{з1} = 20 \lg (2\Delta\tau_{max}/\Delta\tau_0). \quad (7.18)$$

Расчеты показывают, что при форме импульсов, близкой к колокольной,  $\Delta F_{пер} \approx 2/\tau_0$  и  $\tau_з = 3\Delta\tau_{max}/2$  переходные помехи первого рода не превосходят допустимого значения ( $A_{з1} \geq 60 - 70$  дБ). Здесь под  $\Delta F_{пер}$  понимается ширина видеотракта.

Переходные помехи второго рода. Для выяснения механизма возникновения переходных помех второго рода рассмотрим последовательность импульсов, модулированных по амплитуде. В некоторых системах с ФИМ такие последовательности формируются в преобразователях ФИМ-АИМ при демодуляции.

На рис. 7.7 представлен групповой АИМ сигнал двухканальной системы, в которой импульсы первого канала модулированы сигналом  $a_1(t) = A_{max} \cos \omega_a t$  (рис. 7.7, а); во втором канале модуляция отсутствует. Пусть  $f_a = \omega_a/2\pi = F_{д}/n$ , где  $n$  — целое число и  $F_{д} = 1/T_{д}$  — частота дискретизации канальных сигналов. Тогда групповой сигнал  $u(t)$  — это четная периодическая функция с периодом  $T_a = 1/f_a$ . Представим  $u(t)$  в виде ряда Фурье

$$u(t) = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k \cos k\omega_a t.$$

Рассмотрим прохождение сигнала  $u(t)$  через четырехполюсник с коэффициентом передачи  $H(i\omega)$ , эквивалентным видеотракту системы. Амплитудно-частотная характеристика видеотракта всегда имеет "завал" на низких частотах, т. е.  $H_{н.ч} < H_0$ , где  $H_{н.ч}$  и  $H_0$  — модули  $H(i\omega)$  на низких и средних частотах соответственно; фазовый сдвиг на низких частотах больше, чем на средних. На рис. 7.8 (в качестве примера) показан вид частотных характеристик видеоусилителя.

Допустим, что  $H_0 = 1$ . Тогда после прохождения через видеотракт низкочастотные составляющие сигнала  $u(t)$  будут ослаблены. Для наглядности предположим, что ослабляется только первая гармоника сигнала  $u(t)$ . Напряжение сигнала на выходе видеотракта

$$u_{вых}(t) = U_0 + k_1 U_1 \times \\ \times \cos \omega_a t + \sum_{k=2}^{\infty} U_k \times \\ \times \cos k\omega_a t, \text{ где } k_1 < 1. \quad (7.19)$$

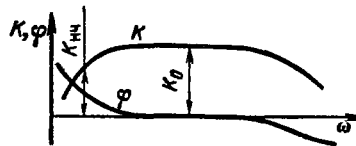


Рис. 7.8. Частотные характеристики видеоусилителя

Выражение (7.19) представим в виде

$$u_{\text{вых}}(t) = U_0 + U_1 \cos \omega_a t + \sum_{k=2}^{\infty} U_k \cos k \omega_a t - (1 - k_1) \times \\ \times U_1 \cos \omega_a t$$

или

$$u_{\text{вых}}(t) = u(t) - (1 - k_1) U_1 (\cos \omega_a t). \quad (7.20)$$

На рис. 7.7 показан сигнал  $u_{\text{вых}}(t)$ . Как следует из этого рисунка и формулы (7.20), в результате ослабления первой гармоники сигнала  $u(t)$  во втором канале системы появилась амплитудная модуляция импульсов, т. е. во втором канале появляется помеха, величина которой зависит от характера сигнала в первом канале. Напряжение помехи  $\eta_n(t) = (1 - k_1) \times \times U_1 \cos \omega_a t \neq 0$  во всех промежутках времени, отведенных для передачи канальных сигналов. Поэтому в многоканальной системе с временным разделением переходные помехи второго рода появляются во всех каналах. В реальных условиях, когда модуляция происходит более сложными сигналами  $a(t)$  и во всех каналах системы, помеха может оказаться довольно большой. Необходимым значением защищенности от переходных помех второго рода в значительной мере определяются требования к частотной характеристике видеотракта в области низких частот.

Можно показать, что переходные помехи второго рода имеют место также при ШИМ и ФИМ. Расчеты показывают, что при ФИМ защищенность от переходных помех второго рода выше, чем при АИМ и ШИМ.

Приведенные выше рассуждения имели качественный характер. Более точный и подробный анализ систем передачи с импульсной модуляцией можно найти в специальной литературе.

#### 7.4. ПОСТРОЕНИЕ АППАРАТУРЫ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ВРК

На рис. 7.9 приведена упрощенная структурная схема, иллюстрирующая принципы построения аппаратуры с временным разделением каналов. Рассмотрим назначение и функции ее узлов, полагая, что аппаратура предназначена для передачи телефонных сигналов.

Разговорные токи абонентов через дифференциальные устройства, разделяющие направления передачи и приема, попадают в ветвях передачи на фильтры нижних частот с частотой среза 3,4 кГц, формирующие сигналы с практически ограниченным спектром. С выходов этих фильтров сигналы поступают на

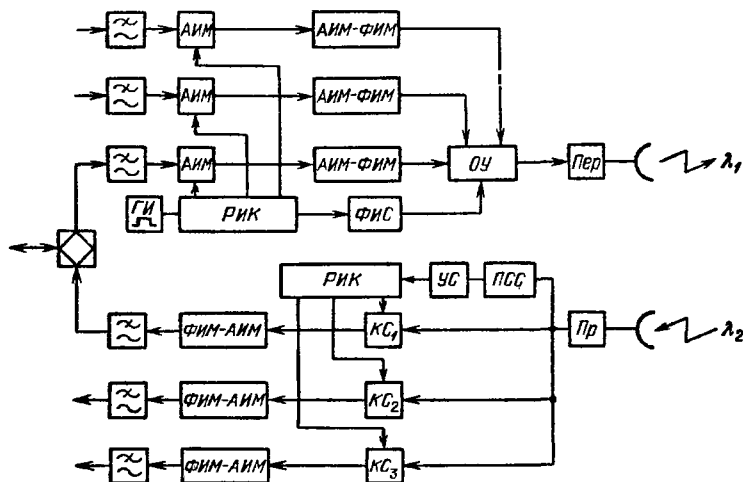


Рис. 7.9. Структурная схема аппаратуры с разделением каналов по времени

входы канальных амплитудно-импульсных модуляторов, с помощью которых непрерывные речевые сигналы преобразуются в последовательности отсчетов. На модуляторы подаются также управляющие импульсные последовательности — импульсные переносчики, вырабатываемые ГО передачи.

В состав генераторного оборудования входит генератор импульсов ГИ, вырабатывающий периодическую последовательность прямоугольных импульсов с частотой  $F_{\text{д}} = 8000$  Гц. Длительность этих импульсов зависит от числа каналов в системе и может быть порядка долей микросекунды. От ГИ импульсы поступают на распределитель импульсов каналов РИК, с которого они в заданные моменты времени подаются на канальные модуляторы. Так как ФИМ наиболее помехоустойчива, то преобразователи АИМ-ФИМ осуществляют преобразование импульсных сигналов, модулированных по амплитуде, в сигналы, модулированные по фазе.

Выходы всех канальных преобразователей АИМ-ФИМ объединяются, и формируется групповой ФИМ сигнал. На устройство объединения УО подается также сигнал синхронизации, формируемый специальной схемой ФИС. Синхросигнал отличается от канальных сигналов определенными признаками, позволяющими выделить его в приемной части аппаратуры.

Если аппаратура предназначена для уплотнения симметричных кабельных линий, то видеосигналы после УО можно

направить в линию без дополнительных преобразований, обеспечив только необходимый уровень передачи. Это объясняется тем, что частотные характеристики симметричного кабеля напоминают характеристики ФНЧ, т. е. линия пропускает низкочастотную часть спектра, а в области высоких частот диапазон передачи ограничивается монотонным возрастанием затухания.

При использовании линий со свойствами полосного фильтра, к которым принадлежат радиопровода, волноводы и линии светового диапазона (лазерные), а также коаксиальных линий, в которых нецелесообразна передача частот ниже 100–300 кГц, необходима вторая ступень модуляции высокочастотных колебаний.

На рис. 7.9 приведена схема радиорелейной аппаратуры. В этом случае импульсный сигнал после УО подается на вход передатчика Пер аппаратуры радиорелейной связи. В радиорелейной связи в качестве второй ступени модуляции радиочастотных колебаний широко применяются амплитудная и частотная модуляции. Сочетание первой и второй ступеней модуляции определяет, таким образом, разновидность передачи сообщений при импульсной радиосвязи, а именно АИМ-АМ, ФИМ-АМ, ФИМ-ЧМ и др.

С выхода приемного устройства Пр радиорелейной аппаратуры групповой ФИМ сигнал поступает на каналные временные селекторы (ключи) КС, поочередно открывающиеся и пропускающие импульсы, относящиеся только к данному каналу. Далее осуществляется преобразование ФИМ-АИМ. Восстановление непрерывных сигналов производится фильтрами нижних частот с частотой среза 3,4 кГц.

Работой канальных селекторов и преобразователей ФИМ-АИМ управляет приемная часть генераторного оборудования. Синхроимпульсы выделяются специальным приемником ПСИ и поступают в устройство синхронизации УС и РИК, где генерируются все необходимые управляющие напряжения.

Определим теперь число каналов, которое можно получить в системе с ФИМ. На рис. 7.10 показана последовательность импульсов при многоканальной передаче с ФИМ. Из рисунка видно, что

$$T_d = (2 \Delta \tau_{max} + \tau_3) N, \quad (7.21)$$

где  $N$  — число каналов;  $\tau_3$  — защитный интервал;  $\Delta \tau_{max}$  — максимальное смещение (девиация) импульсов. При этом полагаем, что длительность импульсов мала по сравнению с  $\tau_3$  и  $\Delta \tau_{max}$ .

Из формулы (7.21) получаем

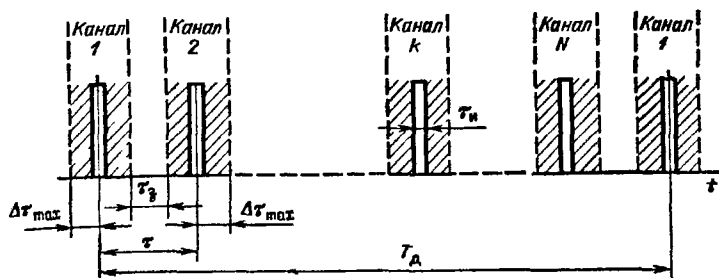


Рис. 7.10. Цикл передачи при ФИМ

$$N = T_d / (2 \Delta \tau_{max} + \tau_3), \quad (7.22)$$

откуда максимальная девиация импульсов при заданном числе каналов

$$\Delta \tau_{max} = T_d / (2N) - \tau_3 / 2. \quad (7.23)$$

Как было указано ранее, принимают  $\tau_3 = \frac{3}{2} \Delta \tau_{max}$ , поэтому  $\Delta \tau_{max} = \frac{2}{7} \frac{T_d}{N}$ .

Учитывая, что при телефонной передаче  $T_d = 125$  мкс, получим при  $N = 6$   $\Delta \tau_{max} = 8$  мкс, при  $N = 12$   $\Delta \tau_{max} = 3$  мкс и при  $N = 24$   $\Delta \tau_{max} = 1,5$  мкс. Помехоустойчивость системы с ФИМ тем выше, чем больше  $\Delta \tau_{max}$ , поэтому в системах с ФИМ-АМ обычно ограничиваются 24 каналами, а в более помехоустойчивой системе ФИМ-ЧМ — 48 каналами. Отсюда следует, что в импульсных системах с временным разделением число каналов ограничено и не превышает, как правило, 48.

## Глава 8

### МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

#### 8.1. ТИПОВАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ВРК-ИКМ

В системе ВРК-ИКМ используется временное разделение каналов, а информация передается с помощью импульсно-кодовой модуляции. Структурная схема оконечного оборудования системы ИКМ с ВРК приведена на рис. 8.1, а временная диаграмма его работы — на рис. 8.2.

Аналоговый сигнал, пришедший от абонента по двухпроводной линии, через дифференциальную систему попадает на фильтр нижних частот (ФНЧ<sub>пер</sub>), который ограничивает спектр сигнала частотой 3,4 кГц. Такое ограничение необходимо для того,

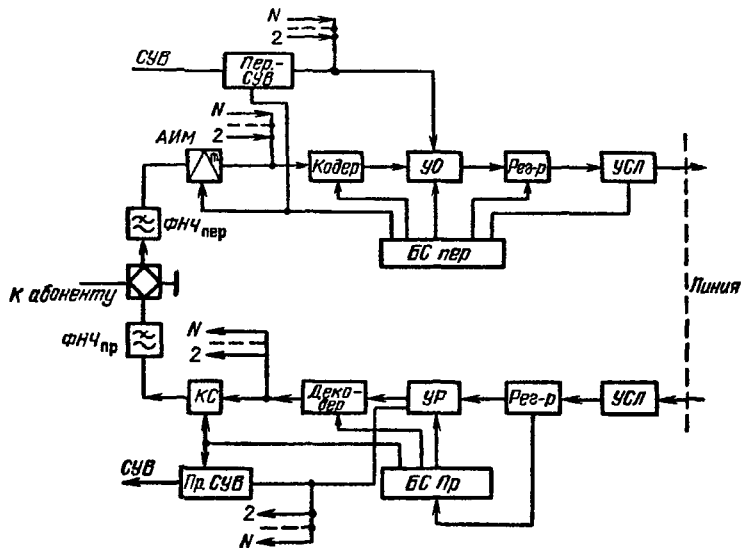


Рис. 8.1. Структурная схема системы ВРК-ИКМ

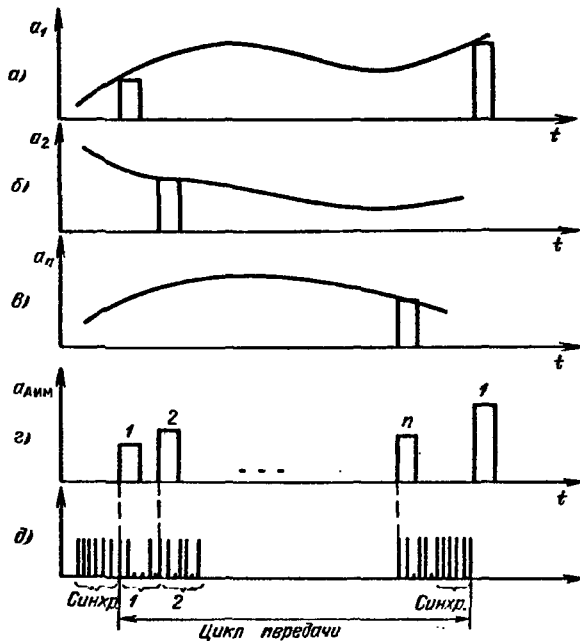


Рис. 8.2. Образование группового сигнала в системе ВРК-ИКМ  
 а — сигнал в 1-м канале, б — сигнал во 2-м канале, в — сигнал в  $n$ -м канале, г — групповой АИМ сигнал, д — групповой ИКМ сигнал



чтобы при принятой частоте дискретизации  $F_d = 8$  кГц обеспечить возможность восстановления сигнала без искажений с помощью реального ФНЧ (см. § 3.2). Дискретизация осуществляется АИМ модуляторами, выходы которых запараллельены. Длительность импульсов дискретизации должна быть достаточно большой для того, чтобы за время их существования успел закончиться процесс кодирования. Кроме того, амплитуда импульса во время кодирования не должна изменяться. В противном случае могут возникнуть ошибки, связанные с тем, что если моментам начала и окончания процесса кодирования соответствуют отличающиеся кодовые группы символов, то одна часть результирующей кодовой комбинации будет состоять из символов первой группы, а другая часть — из символов второй группы. При этом результирующая комбинация может значительно отличаться от обеих исходных и соответствовать уровню сигнала, намного отличному от кодируемого.

Форма АИМ импульсов в первом, втором и  $n$ -м каналах показана на рис. 8.2, а—в, а на рис. 8.2, г изображен групповой АИМ сигнал.

Используемый способ модуляции, при котором амплитуда импульса не повторяет форму модулирующего сигнала, а остается неизменной в течение времени существования импульса и равна уровню сигнала в тактовый момент, называется АИМ второго рода (АИМ-II). Групповой АИМ сигнал поступает на декодер, где происходит его квантование и кодирование. В системе ВРК-ИКМ, как и в других системах с временным разделением каналов, передача осуществляется циклами. Цикл передачи состоит из кодовых групп каналов, сигналов цикловой синхронизации, позволяющих отделить один цикл передачи от другого и осуществить тем самым временную селекцию сигналов, а также сигналов управления и взаимодействия АТС (СУВ). Структура одного из вариантов построения цикла показана на рис. 8.2, д. Цикл разделен на  $n + 2$  равных интервала. Из них  $n$  заняты кодовыми группами каналов, один передачей кодового сигнала цикловой синхронизации и еще один передачей СУВ всех каналов. Время цикла  $T_{ц}$  равно периоду дискретизации. Поскольку  $F_d = 8$  кГц,  $T_{ц} = 1/8000 = 125$  мкс. Тактовая частота передачи символов в линейном тракте

$$f_{\tau} = F_d (n + 2) m,$$

где  $m$  — число разрядов в кодовой группе. В системе ИКМ-30/32, использующей восьмиразрядное кодирование,  $f_{\tau} = 8(30 + 2) \times 8 = 2048$  кГц.

Цикл формируется в устройстве объединения УО сигналов. С выхода УО импульсы поступают на регенератор Рег-р, где нормализуется их форма и устраняются фазовые флуктуации, т. е. случайные смещения от тактовых моментов. Параметры показанного на рис. 8.2, *d* двоичного цифрового сигнала плохо согласуются с параметрами реальных линий передачи, не пропускающих низкочастотные составляющие спектра двоичного сигнала. Поэтому двоичный сигнал подвергается перекодированию в так называемый код линии, у которого низкочастотные компоненты ослаблены и характеристики вследствие этого лучше сочетаются с параметрами линии. Перекодирование осуществляется в специальном устройстве согласования с линией УСЛ. С выхода УСЛ сигнал передается непосредственно в линейный тракт.

Работа всех блоков передающей части синхронизируется сигналами, вырабатываемыми блоком синхронизации БС<sub>пер.</sub>

В приемной части системы сигнал преобразуется в обратной последовательности. Входные импульсы с линии после регенерации поступают на устройство разделения УР, где выделяются сигналы СУВ и информационные. Декодер служит для цифро-аналогового преобразования, в результате которого ИКМ сигнал превращается в АИМ сигнал. Разделение каналов осуществляется канальным селектором КС, а выделение первичного сигнала — ФНЧ.

Как в любой системе с ВРК, при ИКМ необходимо обеспечить синхронность и синфазность работы приемника и передатчика. Синхронность обеспечивается системой тактовой синхронизации, синфазность — системой цикловой синхронизации. Тактовой частотой в системе ВРК-ИКМ является частота следования символов в групповом сигнале. Она должна непосредственно выделяться из ИКМ сигнала. Обычно с этой целью используются особенности спектра линейного ИКМ сигнала, который состоит (рис. 8.3) из непрерывной  $G_H(\omega)$  и дискретной  $G_D(\omega)$  составляющих.

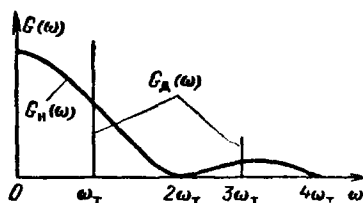


Рис. 8.3. Спектр ИКМ сигнала

Дискретная составляющая представляет собой сумму гармоник тактовой частоты. Составляющая с тактовой частотой может быть выделена из группового ИКМ сигнала узкополосным фильтром, настроенным на эту частоту. В полосу про-

пускания фильтра в данном случае попадает также часть непрерывного спектра  $G_H(\omega)$ , которая играет роль помехи и приводит к флуктуациям тактовой частоты. Очевидно, что флуктуации тем меньше, чем меньше полоса пропускания фильтра.

Цикловая синхронизация определяет начало цикла передачи. Поскольку структура цикла всегда известна, цикловая синхронизация позволяет осуществить разделение каналов. Действие систем цикловой синхронизации основано на использовании избыточности группового сигнала. Избыточность может быть специально введена в групповой сигнал. С этой целью, как показано на рис. 8.2, кроме кодовых групп, принадлежащих отдельным каналам, в составе цикла передаются дополнительные кодовые комбинации или отдельные символы синхронизации.

Цикловая синхронизация может быть основана также и на использовании статистических свойств сигналов. В этом случае говорят о наличии у передаваемого сигнала естественной избыточности. В системах многоканальной электросвязи используют первый способ, с введением дополнительной информации в виде отдельных символов или кодовых комбинаций. Очевидно, что какая бы группа символов не была выбрана в качестве синхροкомбинации, всегда существует определенная вероятность появления такого же сочетания информационных символов в групповом цифровом тракте. Если, например, синхροгруппа представляет собой восьмиразрядную комбинацию, то при равной вероятности появления в цифровом сигнале символов "1" и "0" вероятность появления ложной синхροгруппы  $p = (0,5)^8 = 0,0039$ . Эта вероятность довольно велика. Поэтому структура синхροкомбинации является недостаточным признаком, и для осуществления надежной синхронизации необходимо дополнительно использовать еще одно важное свойство синхросигнала, а именно его периодичность. Периодичность истинного синхросигнала определяется тем, что он появляется всегда в одних и тех же позициях в пределах цикла передачи, а ложные синхροгруппы занимают случайное положение. Контролируя периодичность появления синхροкомбинаций, можно определить, являются они истинными или ложными. Вероятность ошибки при этом оказывается тем меньше, чем больше число циклов используется в процессе принятия решения.

Частота следования циклов всегда кратна тактовой частоте. Поэтому генераторное оборудование может автономно вырабатывать сигнал цикловой синхронизации путем деления тактовой частоты на число, равное числу передаваемых в пределах цикла кодовых групп. Например, в системе ИКМ-30, где цикл состоит

из 30 кодовых групп каналов одной кодовой группы, предназначенной для передачи сигналов СУВ, и одной синхрогруппы, частота следования циклов может быть получена делением тактовой частоты на 32. Однако фаза синхроимпульсов, вырабатываемых автономно ГО, может быть произвольной, и задача системы цикловой синхронизации состоит в том, чтобы осуществить их фазирование с сигналами цикловой синхронизации, приходящими с линии.

Система цикловой синхронизации (рис. 8.4) работает следующим образом. Входной сигнал поступает в опознаватель синхрокомбинации, предназначенный для определения синхрогрупп. Опознаватель представляет собой регистр сдвига, к выходам которого непосредственно или через инверторы подключена схема совпадения. Если структура входной комбинации совпадает с синхросигналом, то на выходе опознавателя появляется импульс. Этот импульс подается на один из входов анализатора; на другой вход его подается сигнал, вырабатываемый ГО. Если система находится в состоянии синхронизма, сигналы на входах анализатора совпадают во времени. При отсутствии синхронизма сигналы от опознавателя и ГО во времени не совпадают. Выход анализатора подключен к решающему устройству (РУ). Если в течение определенного числа циклов  $T_{вх}$  анализатор регистрирует совпадение во времени сигналов на его входах, РУ принимает решение о наличии в системе синхронизма и никаких изменений в работе ГО не производит. Величина  $T_{вх}$  называется коэффициентом накопления по входу в синхронизм, обычно он равен  $3 \div 4$ . При несовпадении импульсов на входах анализатора на вход РУ подается сигнал об отсутствии синхронизма. Если в течение определенного числа циклов  $T_{вых}$  синхронизм отсутствует, РУ констатирует отсутствие синхронизма. Величина  $T_{вых}$  называется коэффициентом накопления по выходу из синхронизма. Обычно он равен  $4-6$ . При этом решающее

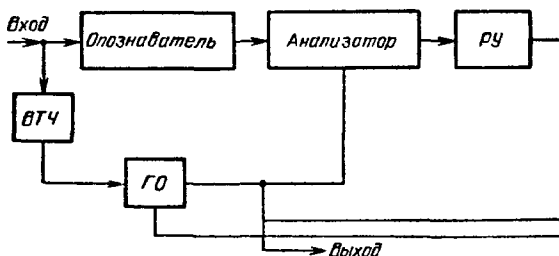


Рис. 8.4 Структурная схема системы цикловой синхронизации

устройство формирует сигнал ошибки, вызывающей задержку (торможение) импульсов цикловой синхронизации, вырабатываемых ГО, на один период тактовой частоты. Цикл оказывается увеличенным на  $T$ , а расстояние между импульсами от ГО и синхрокомбинацией на один такт уменьшается. Если и при этом они не совпадут, то РУ вновь вырабатывает сигнал ошибки, импульс от ГО сдвигается еще на один такт и т. д. Этот процесс будет повторяться до тех пор, пока импульсы цикловой синхронизации и импульсы ГО не совпадут, после чего анализатор определит наличие синхронизма.

Из приведенного описания принципа действия системы цикловой синхронизации видно, что РУ является пороговым. Решение о наличии и отсутствии синхронизма оно принимает не на основании одиночного испытания, а только при нескольких последовательных повторениях какого-либо события. Так обеспечивается необходимая защита от ложных синхрокомбинаций и действия помех.

При появлении в пределах одного цикла ложной синхрокомбинации решающее устройство не примет решения о необходимости "торможения" импульсов цикловой синхронизации, а вероятность появления ложных синхрогрупп на одних и тех же позициях в течение  $t_{вх}$  циклов пренебрежимо мала. С другой стороны, одиночные искажения синхрокомбинаций помехами не могут вывести систему из состояния синхронизма, а вероятность поражения помехами  $t_{вых}$  синхрогрупп подряд также крайне мала. Сигнал тактовой синхронизации формируется в выделителе тактовой частоты (ВТЧ).

Из приведенной на рис. 8.1 структурной схемы видно, что наиболее сложные узлы аппаратуры ВРК-ИКМ — кодер и декодер (кодек), УО, УР, БС<sub>пр</sub> и БС<sub>пер</sub>, УСЛ являются групповыми. Относительная их стоимость в расчете на один канал оказывается небольшой. Блоки АИМ, КС, представляющие собой электронные ключи, — индивидуальные, и сравнительно недороги.

Отметим, что в последнее время в связи с успехами микроэлектроники удалось на основе БИС создать малогабаритные кодеки ИКМ. Поэтому в будущем возможно появление аппаратуры ИКМ с индивидуальными кодеками

Описанная 30-канальная система ИКМ-ВРК с тактовой частотой 2048 кбит/с является первичной цифровой системой передачи (ЦСП), на базе которой создаются ЦСП на большее число каналов. Вторичная ЦСП строится на 120 каналов и формируется из четырех первичных ЦСП. Тактовая частота передачи символов во вторичной ЦСП составляет 8448 кбит/с. Скорость

передачи в третичной ЦСП на 480 каналов 34368 кбит/с, в четверичной ЦСП на 1920 каналов — 139 264 кбит/с, и в пятеричной ЦСП на 7680 каналов — 564 992 кбит/с. Относительное возрастание скорости передачи в каждой последующей степени иерархии по отношению к предыдущей связано с необходимостью увеличения объема служебной информации при увеличении числа каналов.

## 8.2. ШУМЫ КВАНТОВАНИЯ И ОГРАНИЧЕНИЯ ПРИ ИКМ РАВНОМЕРНОЕ КВАНТОВАНИЕ

Шум, возникающий при квантовании сигналов, представляет собой случайный процесс, знание характеристик которого необходимо при инженерном проектировании цифровых систем передачи. Начнем с расчета мощности шума квантования, не делая вначале никаких предположений о построении шкалы квантования. Пусть плотность вероятности распределения мгновенных значений сигнала описывается функцией  $w(u)$  и квантование сигнала производится в пределах от  $-u_{огр}$  до  $+u_{огр}$  (рис. 8.5). Этот диапазон разбит на  $T$  шагов квантования. Один из них от значения  $u_i - \delta_i/2$  до  $u_i + \delta_i/2$  отмечен на оси абсцисс. Сигнал, попадающий в пределы этого шага, представляется квантованной величиной  $u_i$ . Вероятность появления сигнала с уровнем, лежащим в пределах  $i$ -го шага квантования,

$$p_i(u_i - \delta_i/2 \leq u \leq u_i + \delta_i/2) = \int_{u_i - \delta_i/2}^{u_i + \delta_i/2} w(u) du$$

и численно совпадает с площадью заштрихованного участка под кривой  $w(u)$ . Поскольку шаг квантования мал по сравнению с диапазоном изменения сигнала, эта вероятность может быть вычислена так:

$$p_i(u_i - \delta_i/2 \leq u \leq u_i + \delta_i/2) = w(u_i) \delta_i. \quad (8.1)$$

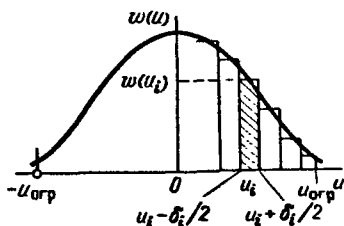


Рис. 8.5. Вероятностные характеристики квантования

Здесь  $w(u_i)$  — плотность вероятности величины напряжения сигнала в середине рассматриваемого интервала. Такая запись по существу означает линейно-ломаную аппроксимацию функции  $w(u)$ , которая тем точнее, чем меньше шаг квантования. Мгновенная мощность шума

квантования, развиваемая на сопротивлении в 1 Ом, равна квадрату ошибки квантования, т. е.

$$P_{\text{МТН}} = (u - u_i)^2,$$

а мощность шума квантования, возникающего при квантовании сигналов, лежащих в пределах  $i$ -го шага, составляет

$$P_i = \int_{u_i - \delta_i/2}^{u_i + \delta_i/2} (u - u_i)^2 w(u) du \cong \frac{1}{12} w(u_i) \delta_i^3. \quad (8.2)$$

С учетом выражений (8.1) и (8.2) имеем

$$P_i = \frac{1}{12} \delta_i^2 p_i. \quad (8.3)$$

Мощность полного шума квантования равна сумме составляющих от каждого шага

$$P_{\text{кв}} = \sum_{i=0}^N \frac{1}{12} \delta_i^2 p_i. \quad (8.4)$$

При равномерной шкале квантования согласно (8.4)

$$P_{\text{кв}} = \frac{1}{12} \delta^2, \quad (8.5)$$

так как  $\sum_{i=1}^N p_i = 1$ . Из полученных выражений видно, что при

равномерной шкале квантования мощность шума квантования не зависит от уровня квантуемого сигнала и определяется только шагом квантования. Определим отношение мощностей сигнала  $P_c$  и шума квантования  $P_{\text{кв}}$ .

Поскольку  $P_{\text{кв}}$  не зависит от величины входного сигнала, отношение  $P_c/P_{\text{кв}}$  растет с увеличением мощности входного сигнала. Однако при превышении входным сигналом порога ограничения (см. § 3.2) возникают искажения (шумы) ограничения и защищенность от суммарного влияния шумов квантования и ограничения уменьшается.

Из рис. 8.1 видно, что на вход кодера в системе ВРК-ИКМ поступают сигналы от разных абонентов. Из-за различия микрофонов, разной длины абонентских линий и других факторов эти сигналы могут значительно различаться по мощности. Поскольку параметры кодера при кодировании всех сигналов остаются неизменными, то шаг квантования следует выбирать исходя из того, чтобы шумы квантования не превышали допустимого значения при минимальном сигнале. В то же время во избежание значительных шумов ограничения порог ограничения при квантовании должен выбираться исходя из параметров максимального по уровню входного сигнала.

Примем, что порог ограничения выбран в  $k$  раз большим, чем среднеквадратическое значение напряжения ( $\sigma_{c\max}$ ) максимального по уровню входного сигнала, т. е.

$$u_{\text{огр}} = k\sigma_{c\max} \quad (8.6)$$

Если шкала квантования строится таким образом, чтобы шумы ограничения не возникали, то величина  $u_{\text{огр}}$  должна совпадать с пиковым значением сигнала. В этом случае коэффициент  $k$  показывает, во сколько раз пиковое значение сигнала больше его среднеквадратического значения, и численно совпадает с пик-фактором сигнала. В общем случае коэффициент  $k$  устанавливает связь между значениями параметров сигнала и шкалы квантования. С его использованием между  $u_{\text{огр}}$ ,  $\delta$  и числом уровней квантования  $N$  может быть установлена следующая связь:

при квантовании двуполярных сигналов

$$N = 2|u_{\text{огр}}|/\delta + 1 \approx 2|u_{\text{огр}}|/\delta, \quad (8.7)$$

при квантовании однополярных сигналов

$$N = |u_{\text{огр}}|/\delta. \quad (8.8)$$

Подставив (8.6) – (8.8) в выражение (8.5), получим иную запись выражений для шума квантования. В случае двуполярного сигнала

$$P_{\text{кв}} = \frac{1}{3} \frac{u_{\text{огр}}^2}{N^2} = \frac{1}{3} \frac{k^2 \sigma_{c\max}^2}{N^2}. \quad (8.9)$$

В случае однополярного сигнала

$$P_{\text{кв}} = \frac{1}{12} \frac{u_{\text{огр}}^2}{N^2} = \frac{1}{12} \frac{k^2 \sigma_{c\max}^2}{N^2}. \quad (8.10)$$

Мощность сигнала равна его дисперсии

$$P_c = \sigma_c^2, \quad (8.11)$$

поэтому  $\sigma_{c\max}$  представляет собой мощность наибольшего входного сигнала, т. е.  $P_{c\max} = \sigma_{c\max}^2$ .

Используя (8.9) и (8.11), находим отношение сигнал-шум: для двуполярных сигналов

$$P_c/P_{\text{кв}} = \frac{3N^2}{k^2} \frac{\sigma_c^2}{\sigma_{c\max}^2} \quad (8.12')$$

или в децибелах

$$A_{\text{кв}} = 10 \lg (P_c/P_{\text{кв}}) = 20 \lg (N/k) + 10 \lg 3 + 20 \lg (\sigma_c/\sigma_{c\max}), \quad (8.12'')$$



для однополярных сигналов

$$P_c/P_{кв} = \frac{12 N^2 \sigma_c^2}{k^2 \sigma_c^2 \max} \quad (8.13')$$

или в децибелах

$$A_{кв} = 20 \lg N/k + 10 \lg 12 + 20 \lg (\sigma_c/\sigma_c \max). \quad (8.13'')$$

При  $m$ -разрядном кодировании  $N = 2^m$ . Подставив это значение в полученные выражения, находим (в децибелах) для двуполярного сигнала

$$A_{кв} = 6m - 20 \lg k + 20 \lg (\sigma_c/\sigma_c \max) + 4,8 \quad (8.14)$$

и для однополярного сигнала

$$A_{кв} = 6m - 20 \lg k + 20 \lg (\sigma_c/\sigma_c \max) + 10,8. \quad (8.15)$$

При квантовании сигнала от одного источника  $\sigma_c = \sigma_c \max$  и в этом случае получаем (в децибелах) для двуполярных сигналов

$$A_{кв} = 6m - 20 \lg k + 4,8, \quad (8.16)$$

для однополярных сигналов

$$A_{кв} = 6m - 20 \lg k + 10,8. \quad (8.17)$$

Из анализа полученных выражений следует, что отношение  $P_c/P_{кв}$  возрастает на 6 дБ с увеличением числа разрядов в кодовой группе  $m$  на единицу. Так, при переходе от восьмиразрядного к девятиразрядному коду отношение  $P_c/P_{кв}$  увеличивается на 6 дБ, а требуемая скорость передачи всего на 12,5%. Такое значительное улучшение отношения  $P_c/P_{кв}$  за счет сравнительно малого роста скорости передачи является важной особенностью ИКМ.

Воспользуемся полученными выражениями для оценки защищенности (в децибелах) от шума квантования для разных сигналов.

**Гармонический сигнал.** Порог ограничения целесообразно принять равным амплитуде сигнала  $u_{\max}$ . Тогда  $k = u_{\max}/\sigma_c = \sqrt{2}$ ,

$$A_{кв1} = 6m - 20 \lg \sqrt{2} + 4,8 = 6m + 1,8. \quad (8.18)$$

**Речевой сигнал.** В данном случае сигнал имеет экспоненциальное распределение

$$w(u) = \frac{1}{\sqrt{2} \sigma_c} \exp \left[ -\sqrt{2} \frac{|u|}{\sigma_c} \right]. \quad (8.19)$$

Если кодируется одиночный сигнал, то, приняв  $k = 5$ , получаем

$$A_{\text{кв.2}} = 6m - 20 \lg 5 + 4,8 = 6m - 9,2. \quad (8.20)$$

При квантовании телефонных сигналов необходимо учитывать улучшение отношения  $P_c/P_{\text{кв}}$  на выходе декодера за счет неодинаковой спектральной чувствительности уха человека. Это улучшение оценивается психометрическим коэффициентом  $K_{\text{псоф}} = 0,75$ . С его учетом

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{кв}}}\right)_{\text{псоф}} = \frac{P_c}{P_{\text{кв}}} \left(\frac{1}{0,75}\right)^2; A_{\text{кв.псоф}} = A_{\text{кв.2}} + 2,5.$$

Окончательно получаем (в децибелах)

$$A_{\text{кв.2 псоф}} = 6m - 6,7. \quad (8.21)$$

Выбор  $k = 5$  определяет, что вероятность появления шумов ограничения составляет  $p(u > u_{\text{огр}}) = \int_{u_{\text{огр}}}^{\infty} w(u) du \cong 9 \cdot 10^{-4}$

Речевой сигнал, поступающий от разных источников. В этом случае расчет следует производить по формуле (8.14). С учетом (8.20) и (8.21) имеем (в децибелах)

$$A_{\text{кв.3}} = 6m - 9,2 + 20 \lg(\sigma_c / \sigma_{c \text{ max}}), \quad (8.22)$$

$$A_{\text{кв.3 псоф}} = 6m - 6,7 + 20 \lg(\sigma_c / \sigma_{c \text{ max}}); \quad (8.23)$$

Распределение средних мощностей телефонных сигналов соответствует нормальному закону со среднеквадратическим отклонением  $\sigma_c = 3,5 \div 5,5$  дБ. При этом с вероятностью  $p = 0,997$  значения случайной величины не выходят за пределы  $\pm 3\sigma_c$ , что при  $\sigma_c = 5,5$  дБ составляет  $\pm 16,5$  дБ. С учетом этого получаем (в децибелах) для самых слабых сигналов

$$A_{\text{кв.3}} = 6m - 42,2, \quad (8.24)$$

$$A_{\text{кв.3 псоф}} = 6m - 39,7. \quad (8.25)$$

**Многоканальный групповой телефонный сигнал.** В этом случае принимают  $k = 4$ . Из (8.16) находим (в децибелах)

$$A_{\text{кв.4}} = 6m - 7,2. \quad (8.26)$$

Многоканальный групповой телефонный сигнал имеет нормальное распределение. При  $k = 4$  вероятность появления шумов ограничения не превышает  $p = 10^{-4}$ .

**Телевизионный сигнал.** Поскольку телевизионный сигнал является однополярным, при  $k = \sqrt{3}$  по формуле (8.17) находим

$$A_{\text{кв}} \approx 6m - 20 \lg \sqrt{3} + 10,8 \approx 6(m + 1).$$

Выражения (8.14) и (8.15) показывают, что отношение  $P_c/P_{кв}$  непостоянно для сигналов разного уровня. Оно минимально для слабых сигналов и растет с увеличением отношения  $\sigma_c/\sigma_{с max}$ . При  $\sigma_c = \sigma_{с max}$  защищенность от шумов квантования максимальна. При  $\sigma_c > \sigma_{с max}$  возрастает вероятность появления шумов ограничения и защищенность от суммарного влияния шумов квантования и ограничения уменьшается. Рассчитаем мощность шума ограничения, предполагая, что квантованию подвергается речевой сигнал.

Мгновенное значение шума ограничения  $\xi_{огр} = u - u_{огр}$  и его мощность

$$P_{огр} = 2 \int_{u_{огр}}^{\infty} (u - u_{огр})^2 w(u) du. \quad (8.27)$$

Подставив (8.19) в (8.27), получим

$$P_{огр} = \sigma_c^2 e^{-k\sqrt{2}\sigma_{с max}/\sigma_c} \quad (8.28)$$

Защищенность от шума ограничения

$$A_{огр} = 10 \lg \frac{P_c}{P_{огр}} = 6k \frac{1}{\sigma_c/\sigma_{с max}}. \quad (8.29)$$

Отношение  $P_c/P_{огр}$  растет с увеличением  $k$ , что естественно, поскольку при этом растет порог ограничения  $u_{огр}$  и, следовательно, уменьшается вероятность его превышения. Поскольку шумы квантования и ограничения независимы, суммарный шум, возникающий при квантовании, равен сумме этих шумов, т. е.

$$P_{\Sigma} = P_{кв} + P_{огр} = \frac{1}{3} \frac{k^2 \sigma_c^2 \max}{N^2} + \sigma_c^2 e^{-k\sqrt{2}\sigma_{с max}/\sigma_c}. \quad (8.30)$$

Отсюда результирующее отношение мощностей сигнал-шум

$$\frac{P_c}{P_{\Sigma}} = \frac{\sigma_c^2}{\frac{1}{3} \frac{k^2 \sigma_c^2 \max}{N^2} + \sigma_c^2 e^{-k\sqrt{2}\sigma_{с max}/\sigma_c}}. \quad (8.31)$$

На рис. 8.6 приведена зависимость этого отношения от уровня входного сигнала. При построении зависимости имелось в виду, что при  $\sigma_c < \sigma_{с max}$  преобладают шумы квантования, а при  $\sigma_c > \sigma_{с max}$  быстро возрастают шумы ограничения.

Из (8.14) видно, что при фиксированном  $m$  и разных  $k$  отношение  $P_c/P_{кв}$  представляет собой семейство параллельных прямых. Характеристики  $P_c/P_{огр}$  как функция от отношения  $\sigma_c/\sigma_{с max}$  представляют собой семейство гипербол [см. (8.29)].

При  $\sigma_c < \sigma_{c \max}$  ( $20 \lg \sigma_c / \sigma_{c \max} < 0$ ) преобладают шумы квантования и результирующая характеристика совпадает с соответствующей прямой, изображающей зависимость отношения  $P_c/P_{кв}$  от  $\sigma_c/\sigma_{c \max}$ . При  $\sigma_c > \sigma_{c \max}$  значительную роль начинают играть шумы ограничения, и характеристика  $P_c/P_\Sigma$ , постепенно приближаясь, совпадает с одной из гипербол. Зависимости  $P_c/P_\Sigma$  при разных  $k$  объединены сплошными линиями. Полученные графики имеют явно выраженные максимумы, положение которых в малой степени смещено от точки, где  $\sigma_c = \sigma_{c \max}$ .

Следовательно, при равномерном квантовании существует оптимальный уровень входного сигнала, при квантовании которого отношение сигнал-шум оказывается наибольшим. Отклонение уровня входного сигнала как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения приводит к снижению защищенности.

По полученным характеристикам может быть определен диапазон уровней входных сигналов  $D$ , в пределах которого отношение сигнал-шум окажется выше заданной величины ( $P_c/P_\Sigma$ ). Значение  $D$  легко может быть определено графически, как показано на рис. 8.6. С другой стороны, задавшись минимально допустимым значением защищенности и диапазоном изменения уровней входных сигналов, можно определить необходимую длину кодовой комбинации при равномерном квантовании. Рассмотрим этот вопрос для случая кодирования сиг-

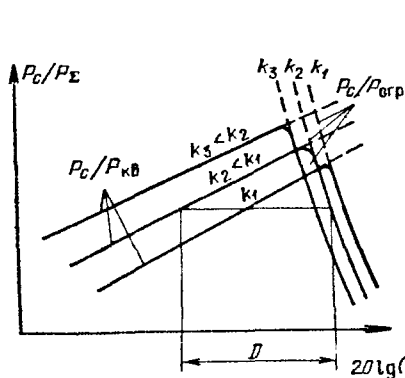


Рис. 8.6. Защищенность от шумов при ИКМ в зависимости от уровня относительной средней мощности входного сигнала

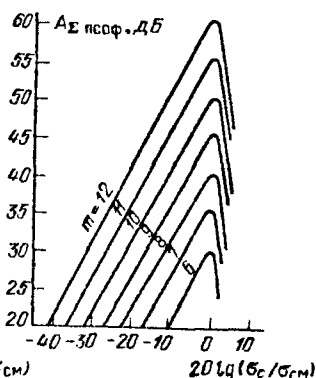


Рис. 8.7. Зависимости  $A_{\Sigma \text{ псиф}}$  от относительной средней мощности входного сигнала при разном числе символов в кодовой группе

налов в системе передачи ВРК-ИКМ, когда на вход кодирующего устройства поступают телефонные сигналы от разных источников.

Система передачи должна обеспечить отношение сигнал-шум не менее 25 дБ для всех абонентов. Подставив это значение в (8.21), получаем, что минимально необходимое число разрядов кода при кодировании самых слабых сигналов составляет  $m_{min} \geq (25 + 6,7)/6 = 6$ . Этому значению соответствует шкала квантования, содержащая  $N = 2^6 = 64$  уровня квантования. Если с тем же шагом  $\delta$  осуществить квантование сигналов, имеющих больший уровень средней мощности, то число возможных уровней квантования возрастет, и, следовательно, увеличится требуемое число разрядов используемого кода.

Из выражения (8.25), полученного исходя из того, что разброс средних уровней входных сигналов составляет 33 дБ, имеем  $m \geq (25 + 39,7)/6 = 11$ , что соответствует числу уровней квантования  $N = 2048$ . Сигналы, мощность которых близка к максимальной, будут при таком  $N$  иметь защищенность по отношению к шуму квантования более 60 дБ, что для телефонной связи чрезмерно. В то же время увеличение числа используемых разрядов требует повышения пропускной способности тракта, что экономически невыгодно.

На рис. 8.7 показаны зависимости психометрической величины защищенности  $A_{\Sigma \text{ психо}}$  от относительной средней мощности входного сигнала при разном числе символов в кодовой группе. Из рисунка видно, что указанные зависимости имеют явно выраженные максимумы и требуемое значение защищенности в достаточно широком диапазоне изменения входных уровней можно обеспечить только за счет увеличения числа разрядов в кодовой группе или уменьшения шага квантования.

#### НЕРАВНОМЕРНОЕ КВАНТОВАНИЕ

В случае неравномерного квантования шаг квантования не остается постоянным по шкале уровней, а изменяется по определенному закону. Неравномерное квантование может осуществляться с разными целями, одна из которых заключается в том, чтобы уменьшить мощность шума квантования по сравнению с равномерным квантованием. Принципиальная возможность такого уменьшения непосредственно вытекает из выражения (8.4). Действительно, если вероятности достижения сигналом различных уровней квантования неодинаковы, то, уменьшая шаг квантования для наиболее вероятных значений сигнала и увеличивая для менее вероятных, можно снизить величину шума. Очевидно, что при этом конкретный вид оптимальной

шкалы квантования оказывается зависимым от закона распределения квантуемого сигнала и его средней мощности. Шкала квантования, минимизирующая уровень шума для одного какого-либо сигнала, оказывается неоптимальной для другого. При неравномерном квантовании телефонных сигналов в системе ВРК-ИКМ обычно ставится иная задача: выбором закона изменения шага квантования обеспечить примерно равное отношение сигнал-шум квантования в достаточно широком диапазоне уровней входных сигналов. Если шаг квантования будет возрастать по мере увеличения входного сигнала, то по сравнению с равномерным квантованием для слабых сигналов отношение сигнал-шум возрастает, а для сильных снижается, оставаясь, однако, достаточно высоким. С целью определения оптимального закона изменения шага квантования, рассмотрим один из возможных способов осуществления неравномерного квантования — с использованием аналоговых компандеров.

Функциональная схема устройства показана на рис. 8.8. Оно состоит из последовательно включенных компрессора (К), линейного квантующего устройства (КУ) и экспандера (Э). Компрессор представляет собой устройство с нелинейной амплитудной характеристикой (рис. 8.9), называемой *характеристикой компрессии*. Слабые сигналы К усиливает в большей степени, чем сильные, благодаря чему происходит сжатие динамического диапазона. Квантующее устройство осуществляет равномерное квантование сигналов, прошедших через компрессор. Из рис. 8.9 видно, что квантованию выходного сигнала компрессора с равным шагом соответствует квантование входного сигнала с шагом, возрастающим по мере увеличения входного сигнала  $\delta_{н1} < \delta_{н2} < \delta_{н3}$ . Амплитудная характеристика экспандера Э (рис. 8.10) обратна характеристике компрессора, т. е.

$$u_{\text{вых} \text{ к}}(u_{\text{вх}}) u_{\text{вых} \text{ э}}(u_{\text{вх}}) = 1. \quad (8.32)$$

Экспандер устраняет искажения, вносимые в сигнал компрессором, так что результирующая амплитудная характеристика системы "компрессор — экспандер", является линейной. Система, состоящая из последовательно включенных компрессора и экспандера, называется *компандером*. В описанном устрой-

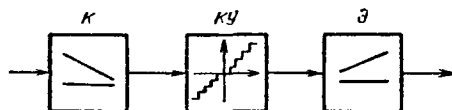


Рис. 8.8. Структурная схема устройства, реализующего неравномерное квантование

стве неравномерного квантования применяется компандер мгновенного действия, у которого коэффициент усиления  $K$  и  $\mathcal{E}$  пропорционален мгновенному значению входного сигнала. Характеристика квантования в системе с компандером приведена на рис. 8.11. Компрессор включается перед кодером, т. е. в передающей части системы, а экспандер — на выходе декодера, т. е. в приемной части.

Определим вид оптимальной характеристики компрессии, при использовании которой отношение сигнал-шум квантования будет оставаться постоянным в наибольшем диапазоне изменения входных сигналов.

При некотором входном сигнале  $u_{вх}$  шаг неравномерного квантования (см. рис. 8.8)

$$\delta_{н} = \delta \frac{1}{1 \mp \varphi} = \delta \frac{1}{du_{вых}/du_{вх}}, \quad (8.33)$$

где  $du_{вых}/du_{вх}$  — производная характеристики компрессии при напряжении входного сигнала  $u_{вх}$ .

Поскольку мощность шума квантования растет пропорционально квадрату величины шага квантования, а мощность сигнала равна  $\sigma_c^2$ , отношение сигнал-шум квантования

$$P_c/P_{кв} = 12 \sigma_c^2 / \delta_{н}^2 \quad (8.34)$$

будет оставаться постоянным, если шаг квантования будет линейно возрастать с увеличением напряжения входного сигнала. Такая шкала квантования называется **пропорциональной**. При ее использовании

$$\frac{u_{вх}}{\delta_{н}} = \frac{u_{вх}}{\delta} \cdot \frac{du_{вых}}{du_{вх}}. \quad (8.35)$$

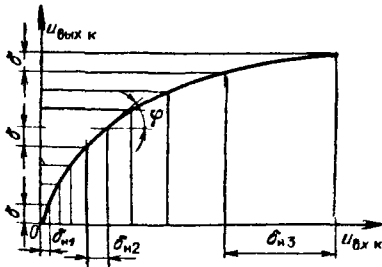


Рис. 8.9. Амплитудная характеристика компрессора

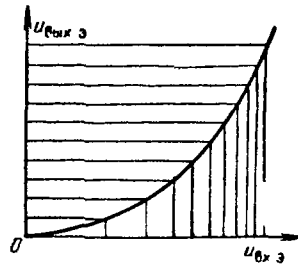


Рис. 8.10 Амплитудная характеристика экспандера

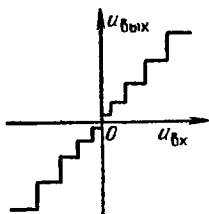


Рис. 8.11. Неравномерная шкала квантования

Решение полученного дифференциального уравнения описывает связь между напряжениями на выходе и входе компрессора с оптимальной характеристикой и имеет вид:

$$u_{\text{вых}} = c \ln(\mu u_{\text{вх}}), \quad (8.36)$$

где  $c$  и  $\mu$  — постоянные интегрирования, определяемые из граничных условий:

$u_{\text{вых}} = 0$  при  $u_{\text{вх}} = 0$  и  $u_{\text{вых}} = u_{\text{вых max}}$  при  $u_{\text{вх}} = u_{\text{вх max}}$ . При этих условиях характеристика вида (8.36) физически

нереализуема, поскольку при  $u_{\text{вх}} \rightarrow 0$   $u_{\text{вых}} \rightarrow -\infty$ , а не к нулю. Поэтому на практике используется характеристика компрессии, несколько отличающаяся от рассчитанной, но близкая к оптимальной. Эта характеристика описывается выражением

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{max}} \frac{\ln\left(1 + \mu \frac{|u|}{u_{\text{max}}}\right)}{\ln(1 + \mu)} \quad (8.37)$$

и называется л о г а р и ф м и ч е с к о й. Ее вид для разных значений коэффициентов сжатия  $\mu$  показан на рис. 8.12. Отношение максимального шага квантования к минимальному равно

$$\delta_{\text{max}} / \delta_{\text{min}} = 1 + \mu. \quad (8.38)$$

Чем больше коэффициент сжатия  $\mu$ , тем больше разница между  $\delta_{\text{max}}$  и  $\delta_{\text{min}}$ . Выбор коэффициента сжатия оказывает большое влияние на зависимость отношения сигнал-шум квантования от уровня входного сигнала. Это наглядно видно из приведенных на рис. 8.13 характеристик отношения  $P_c / P_{\text{кв}}$  от относительной величины входного сигнала при восьмиразрядном кодировании. Увеличение коэффициента сжатия улучшает отношение  $P_c / P_{\text{кв}}$  для слабых сигналов и ухудшает для сильных. Часто принимают  $\mu = 100$ . В этом случае при восьмиразрядном кодировании отношение сигнал-шум составляет не менее 30 дБ в динамическом диапазоне входных сигналов более 40 дБ. Соответствующий участок характеристик отношения сигнал-шум отмечен на рис. 8.13 буквами а и б. При отсутствии сжатия и восьмиразрядном кодировании отношение сигнал-шум более 30 дБ обеспечивается только для сигналов, среднеквадратические значения напряжения которых меньше порога ограничения всего на 16 дБ. Этому случаю соответствует участок характеристики в-г на графике отношения  $P_c / P_{\text{г.в}}$  при  $\mu = 0$ . Увеличение числа разрядов в кодовой группе на единицу приводит к увеличению отношения сигнал-шум на 6 дБ вне зависимости



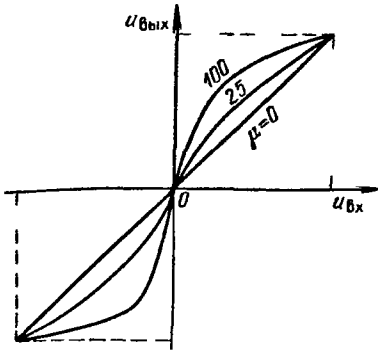
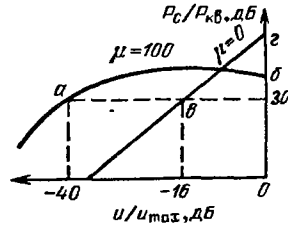


Рис. 8.12. Характеристики  $\mu$ -компрессии

Рис. 8.13. Зависимость от отношения сигнал-шум от относительной величины входного сигнала при неравномерном квантовании



от значения коэффициента сжатия. Поэтому расширить динамический диапазон входных сигналов, для которых отношение сигнал-шум больше 30 дБ, с 16 до 40 дБ требует перехода от восьмиразрядного кодирования к 12-разрядному, и следовательно, можно считать, что применение логарифмического компрессора с  $\mu=100$  эквивалентно уменьшению числа разрядов в кодовой группе на  $(40 - 16) / 6 \approx 4$  разряда.

Кроме логарифмической  $\mu$ -компрессии, известны и другие аппроксимации оптимальной характеристики. Наиболее распространенная из них заменяет для слабых сигналов логарифмическую функцию линейной и описывается выражением

$$u_{\text{вых}} = \begin{cases} \frac{A|u_{\text{вх}}|}{1 + \ln A} & \text{при } |u_{\text{вх}}| \leq \frac{u_{\text{max}}}{A} \\ u_{\text{max}} \frac{1 + \ln(A \frac{u_{\text{вх}}}{u_{\text{max}}})}{1 + \ln A} & \text{при } \frac{u_{\text{max}}}{A} \leq |u_{\text{вх}}| \leq u_{\text{max}} \end{cases} \quad (8.39)$$

Такой закон компрессии называют А-законом в отличие от  $\mu$  закона при логарифмической компрессии. Параметр А обычно выбирают равным 87,6. Входные сигналы, напряжения которых меньше  $u_{\text{max}}/A$ , подвергаются линейному квантованию. Поэтому отношение сигнал-шум квантования для таких сигналов при А-законе компрессии ниже, чем при  $\mu$ -законе. Сигналы, напряжения которых больше  $u_{\text{max}}/A$ , подвергаются неравномерному квантованию по логарифмическому закону. При этом характеристика отношения  $P_c/P_{кв}$  при А-законе компрессии оказывается более плоской, чем при  $\mu$  законе. Абсолютные значения отношения сигнал-шум при А- и  $\mu$ -законе примерно равны, если А выбрано равным  $\mu$ .

На первичной цифровой сети ЕАСС в основном цифровом канале, обеспечивающем передачу со скоростью 64 кбит/с (частота дискретизации  $F_d = 8$  кГц, число разрядов  $m = 8$ ), принят закон компрессирования  $A = 87,6$ .

### 8.3. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ СПЕКТР ШУМА КВАНТОВАНИЯ

Шум квантования, образующийся в результате дискретизации и квантования, представляет собой последовательность некоррелированных импульсов со случайной амплитудой (см. рис. 3.14, в). Энергетический спектр такой последовательности описывается выражением

$$G_{\text{кв}}(\omega) = \frac{2\tau^2}{T} \sigma_{\text{кв}}^2 \frac{\sin^2(\omega\tau/2)}{(\omega\tau/2)^2}, \quad (8.40)$$

где  $\tau$  — длительность импульса;  $T$  — период дискретизации;  $\sigma_{\text{кв}}^2$  — дисперсия шума квантования.

Форма энергетического спектра шума квантования показана на рис. 8.14. По мере уменьшения  $\tau$  энергетический спектр шума квантования становится все более равномерным и при  $\tau \rightarrow 0$  шум квантования превращается в "белый шум", имеющий постоянный энергетический спектр в широкой полосе, значительно превышающей ширину спектра сигнала.

Как отмечалось в § 8.1, демодулятор АИМ сигнала в пункте приема представляет собой фильтр нижних частот, частота среза которого равна верхней частоте спектра сигнала  $F_B$ . Поскольку квантованный АИМ сигнал на входе демодулятора можно рассматривать как сумму исходного АИМ сигнала и шума квантования, для оценки отношения сигнал-шум квантования на выходе демодулятора рассмотрим прохождение через ФНЧ неискаженного сигнала и шума.

Мощность низкочастотной составляющей спектра АИМ сигнала  $P_{\text{свых}}$  в  $\tau_2/T^2$  раз меньше мощности исходного сигнала (см. § 3.2), а максимальная частота этого спектра не может превышать половины частоты дискретизации. Мощность шума квантования в полосе частот от нуля до половины частоты дискретизации  $\omega_d/2$

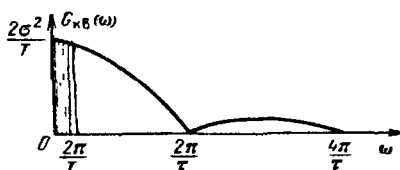


Рис. 8.14. Энергетический спектр шумов квантования

$$P_{\text{кв. вых}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\omega_d/2} G_{\text{кв}}(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\omega_d/2} \frac{2\tau^2}{T^2} \sigma_{\text{кв}}^2 \times \\ \times \frac{\sin^2(\omega\tau/2)}{(\omega\tau/2)^2} d\omega. \quad (8.41)$$

На верхней граничной частоте  $\omega_d/2$  аргумент  $\omega\tau/2 = \frac{\pi\tau}{2T}$ . При  $\tau \ll T \sin \frac{\pi\tau}{2T} / \frac{\pi\tau}{2T} \approx 1$ . Тогда выражение (8.41) принимает вид

$$P_{\text{кв. вых}} = \sigma_{\text{кв}}^2 \frac{1}{2\pi} \frac{2\tau^2}{T} \frac{\omega_d}{2} = \sigma_{\text{кв}}^2 \frac{\tau^2}{T^2} \quad (8.42)$$

Отсюда отношение сигнал-шум на выходе ФНЧ

$$P_{\text{с вых}}/P_{\text{кв. вых}} = P_{\text{с}} \frac{\tau^2}{T^2} / (\sigma_{\text{кв}}^2 \frac{\tau^2}{T^2}) = P_{\text{с}}/P_{\text{кв.}} \quad (8.43)$$

Следовательно, при использовании в демодуляторе ФНЧ с полосой пропускания, равной половине частоты дискретизации, отношение сигнал-шум на выходе фильтра равно отношению полных мощностей сигнала и шума квантования. Поэтому при расчетах можно считать, что спектр шума квантования сосредоточен в области частот  $0 \div \omega_d/2$  и имеет в пределах этого диапазона равномерную спектральную плотность

$$G_{\text{кв}}(\omega) = \frac{\sigma_{\text{кв}}^2}{\omega_d/2} 2\pi = \frac{4\pi}{\omega_d} \sigma_{\text{кв}}^2 \quad (8.44)$$

Если сигнал занимает полосу частот меньшую, чем  $\omega_d/2$ , то целесообразно граничную частоту ФНЧ демодулятора принять равной  $\omega_{\text{в}}$ , поскольку такой фильтр подавит часть шума квантования, лежащую в частотном диапазоне от  $\omega_{\text{в}}$  до  $\omega_d/2$ , а сигнал пропустит полностью.

При неравномерном квантовании можно также считать, что спектр шума квантования является равномерным в полосе частот от 0 до  $\omega_d/2$ .

## § 4. ЦИФРОВЫЕ РАЗНОСТНЫЕ СИСТЕМЫ

### СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

В настоящее время известно большое число устройств, реализующих принцип кодирования разности отсчетов сигнала. Все эти устройства содержат однотипные блоки, что позволяет составить обобщенную структурную схему канала, изображенную на рис. 8.15. Будем рассматривать только синхронные системы, у которых все операции совершаются в тактовые моменты, задаваемые не показанным на обобщенной структур-

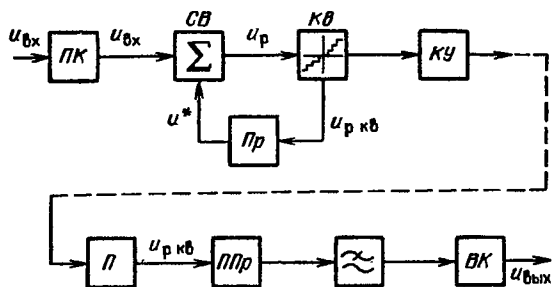


Рис. 8.15. Структурная схема канала цифровой разностной системы

ной схеме генератором тактовой частоты. Кодер представляет собой замкнутую систему с цепью обратной связи, в которую включено устройство, называемое предсказателем (Пр). Его задача состоит в том, чтобы на основе анализа сигнала в предшествующие тактовые моменты времени сформировать в некоторый  $i$ -й момент напряжение  $u^*$ , величина которого как можно меньше отличалась бы от напряжения входного сигнала  $u_{вх\ 1}$  в этот момент. Иными словами, Пр предсказывает наиболее вероятное значение входного сигнала в  $i$ -й тактовый момент, располагая для этой цели отсчетами сигнала до  $(i-1)$ -го тактового момента включительно и сведениями о статистических характеристиках входного сигнала. Последовательность  $u^*$  называется копией сигнала. В общем случае копия представляет собой квантованное АИМ-колебание. Сигнал  $u_{вх\ 1}$  и его копия  $u^*$  подаются на входы схемы вычитания (СВ), где образуется разность  $u_p = u_{вх\ 1} - u^*$ .

Чем точнее копия отображает сигнал, тем меньше их разность. Поскольку в отличие от ИКМ при разностных методах кодируется не абсолютное значение сигнала, а указанная разность, то ясно, что при фиксированной тактовой частоте следования импульсов на выходе кодера шаг квантования  $\delta$  может быть выбран тем меньшим, чем меньше  $u_p$ . Снижение  $\delta$  ведет, в свою очередь, к уменьшению шумов квантования и повышению качества передачи. Если шаг квантования фиксирован, то улучшение предсказания позволяет снизить разрядность используемого кода и, следовательно, тактовую частоту сигнала на выходе кодера. Таким образом, точность предсказания определяет эффективность всей системы кодирования в целом. Схема и параметры оптимального предсказателя, при использовании которого разностный сигнал минимален, зависят от характеристик входного сигнала. Поэтому предсказатель, оптимальный

для сигналов одного вида, оказывается неоптимальным для других сигналов. С выхода СВ напряжение  $u_p$  поступает на квантующее (Кв) и кодирующее (КУ) устройства, вырабатывающие цифровой сигнал, подаваемый в линию. Квантованный сигнал является также входным для предсказателя. В схеме, приведенной на рис. 8.15, предсказание осуществляется по разностному сигналу. Возможны и другие варианты построения кодера, когда в цепи обратной связи по значениям разности восстанавливаются отсчеты сигнала и предсказание осуществляется на основе этих отсчетов. Эти два способа построения разностных систем эквивалентны.

В декодере цифровой сигнал поступает на декодирующее устройство (Д), в котором превращается в последовательность АИМ импульсов, представляющих собой квантованные отсчеты разности сигнала  $u_{p_{кв}}$ . Предсказатель приема (ППр), схема которого в принципе не отличается от схемы Пр, используя отсчеты  $u_{p_{кв}}$ , формирует значения сигнала в тактовые моменты времени. Таким образом, на выходе ППр образуется АИМ сигнал, представляющий собой при отсутствии помех в линейном тракте последовательность квантованных отсчетов исходного (первичного) сигнала. Первичный сигнал выделяется из АИМ сигнала с помощью ФНЧ. На входе кодера и выходе декодера часто бывают включены предсказывающий (ПК) и восстанавливающий (ВК) контуры. Это могут быть как линейные, так и нелинейные устройства. Задача ПК состоит в таком изменении параметров первичного сигнала, чтобы они наилучшим образом соответствовали характеристикам предсказателя или системы передачи в целом. Восстанавливающий контур должен компенсировать те изменения, которые внесены в сигнал ПК.

Из приведенного описания видно, что кодер и декодер при разностных методах оказываются сложнее, чем при ИКМ. Кроме того, в рассматриваемом случае они всегда индивидуальные, в то время как при ИКМ кодер и декодер пока еще являются групповыми приборами.

#### СИСТЕМЫ С ЛИНЕЙНЫМ ПРЕДСКАЗАНИЕМ

В разностных системах обычно используется линейное предсказание, когда значение сигнала формируется как взвешенная сумма предшествующих отсчетов сигнала

$$u^*(t) = \sum_{i=1}^k c_i u_{вх}(t - iT), \quad (8.45)$$

где  $u^*(t)$  — предсказанное значение сигнала в момент времени  $t$ ;  $u_{вх}(t - iT)$  — отсчет сигнала в момент  $t - iT$ , предшествующий

вавший моменту  $t$  на  $i$  тактовых интервалов;  $c_i$  — коэффициенты предсказания, показывающие, с каким весом учитываются отсчеты сигнала.

В случае предсказания сигнала по одному отсчету

$$u^*(t) = cu_{вх}(t - T) \quad (8.46)$$

Разностный сигнал

$$u_p(t) = u_{вх}(t) - u^*(t) = u_{вх}(t) - cu_{вх}(t - T). \quad (8.47)$$

Дисперсия разностного сигнала

$$\sigma_p^2 = \sigma_c^2 + c^2 \sigma_c^2 - 2R(T) \sigma_c^2 \cdot c, \quad (8.48)$$

где  $R(T)$  — значение нормированной функции корреляции сигнала, характеризующее статистическую связь между его значениями, сдвинутыми на интервал дискретизации  $T$ ;  $\sigma_c^2$  — дисперсия сигнала.

Как уже отмечалось, система передачи оказывается тем эффективнее, чем меньше значение разностного сигнала. Поэтому найдем то значение коэффициента предсказания  $c$ , при котором  $\sigma_p^2$  минимально. Взяв производную  $d\sigma_p^2/dc$  и приравняв ее нулю, определяем, что  $c_{опт} = R(T)$ . В этом случае

$$\sigma_p^2 = \sigma_c^2 [1 - R^2(T)]. \quad (8.49)$$

Дисперсия  $\sigma_p^2 < \sigma_c^2$  при любом отличном от нуля значении  $R(T)$ .

Разновидностью разностных методов передачи является дифференциальная ИКМ (ДИКМ), при которой коэффициент предсказания  $c = 1$ . Физически это означает, что в качестве предсказанного значения сигнала в  $i$ -й тактовый момент принимается отсчет сигнала в предыдущий ( $i-1$ )-й момент. В этом случае дисперсия разностного сигнала

$$\sigma_{p \text{ ДИКМ}}^2 = 2\sigma_c^2 [1 - R(T)] \quad (8.50)$$

Дисперсия  $\sigma_{p \text{ ДИКМ}}^2 < \sigma_c^2$  при  $R(T) > 0,5$ .

Оценим отношение сигнал-шум в разностных системах, считая, что основным источником погрешности является шум квантования. Это справедливо в тех случаях, когда отсутствует перегрузка по крутизне, т. е. когда наибольшая крутизна сигнала  $s$  меньше предельно достижимой крутизны копии  $s_{пред}$ . Крутизна

$$s_{пред} = |u_p|_{max}/T = \delta N/T = \delta NF_{дт}$$

где  $|u_p|_{max}$  — максимальное значение разностного сигнала, связанное с  $\sigma_p$  соотношением:  $|u_p|_{max} = k_p \sigma_p$ , где  $k_p$  — пик-фактор разностного сигнала.

Если при разностных методах шкала квантования содержит не менее четырех уровней, то значения шума квантования в тактовые моменты оказываются некоррелированными (даже при коррелированных отсчетах сигнала) и для оценки отношения сигнал-шум можно использовать выражения, полученные для ИКМ, заменив в них дисперсию сигнала на дисперсию разности. Так, из выражения (8.12') заменой  $\sigma_{с max}^2$  на  $\sigma_p^2$  или  $\sigma_p^2$  ДИКМ и  $k$  на  $k_p$  получаем в случае оптимального предсказания

$$(P_c/P_{кв})_{\text{опт}} = \frac{3N^2}{k_p^2} \cdot \frac{1}{1 - R^2(T)} \quad (8.51)$$

и для ДИКМ

$$(P_c/P_{кв})_{\text{ДИКМ}} = \frac{3N^2}{k_p^2} \frac{1}{2[1 - R(T)]} \quad (8.52)$$

Если дополнительно учесть изменение отношения сигнал-шум из-за фильтрации части шума при  $F_B < F_D/2$  (см. § 8.3), то из (8.51) и (8.52) получаем

$$(P_c/P_{кв})_{\text{опт}} = \frac{3N^2}{2k_p^2} \frac{1}{1 - R^2(T)} \cdot \frac{F_D}{F_B} \quad (8.53)$$

$$(P_c/P_{кв})_{\text{ДИКМ}} = \frac{3N^2}{4k_p^2} \frac{1}{1 - R(T)} \cdot \frac{F_D}{F_B} \quad (8.54)$$

Отношение  $P_c/P_{кв}$  оказывается тем выше, чем больше корреляция между отсчетами сигнала. Сравнение разностных систем и ИКМ показывает, что при равенстве частот дискретизации и значений пик-фактора

$$\frac{(P_c/P_{кв})_{\text{опт}}}{(P_c/P_{кв})_{\text{ИКМ}}} = \frac{1}{1 - R^2(T)} \quad \text{и} \quad \frac{(P_c/P_{кв})_{\text{ДИКМ}}}{(P_c/P_{кв})_{\text{ИКМ}}} = \frac{1}{2[1 - R(T)]} \quad (8.55)$$

При отсутствии корреляции между отсчетами сигнала система с оптимальным предсказанием не имеет преимуществ перед ИКМ, а ДИКМ обеспечивает отношение  $P_c/P_{кв}$  в 2 раза худшее, чем ИКМ. При  $R(T) = 0,5$  отношения  $P_c/P_{кв}$  при ДИКМ и ИКМ равны. При  $R(T) > 0,5$  ДИКМ имеет преимущество перед ИКМ. Следовательно, разностная система с оптимальным предсказанием оказывается более эффективной, чем ДИКМ. Однако для реализации оптимального предсказания необходимо знать корреляционную функцию сигнала. Кроме того, предсказатель, построенный в расчете на передачу сигнала одного вида, окажется неэффективным для передачи других сигналов. При ДИКМ не используются никакие априорные сведения о сигнале, и перестройка предсказателя при передаче различных сигналов не требуется.

Теперь выясним, при передаче каких сигналов разностные системы имеют преимущество перед ИКМ и какой получается выигрыш при переходе от ИКМ к разностным методам. Для ответа на эти вопросы необходимо знать корреляционные функции кодируемых сигналов. Допустим, что передаваемый сигнал имеет равномерный спектр в пределах от 0 до  $\omega_{\text{в}}$ . Такому спектру соответствует нормированная корреляционная функция  $R(\tau) = [\sin(\omega_{\text{в}} \tau)] / (\omega_{\text{в}} \tau)$ . При  $\omega_{\text{д}} = 2\omega_{\text{в}}$   $R(\tau) = (\sin \pi) / \pi = 0$  и применение разностных методов для кодирования таких сигналов нецелесообразно. Величина  $R(T) > 0$  у сигналов, энергетический спектр которых имеет подъем в области низких частот. Для речевого сигнала  $R(\tau)$  приближенно описывается выражением

$$R(\tau) = e^{-1140|\tau|} \cos 2980\tau. \quad (8.56)$$

Для телефонного сигнала при частоте дискретизации  $F_{\text{д}} = 8$  кГц из выражения (8.56) получаем  $R(T) = 0,8$ . Подставив это значение в (8.55), находим, что выигрыш в отношении  $P_{\text{с}}/P_{\text{кв}}$  по сравнению с ИКМ при использовании оптимального предсказания составляет примерно 3 раза (менее 5 дБ) и при ДИКМ 2,5 раза (около 4 дБ). Этот выигрыш вряд ли окулает усложнение аппаратуры при передаче телефонных сигналов.

При передаче сигналов звукового вещания, имеющих ту же корреляционную функцию,  $F_{\text{д}} = 32$  кГц. Аналогичные расчеты показывают, что в этом случае выигрыш от применения разностных методов составляет более 15 дБ. Это позволяет уменьшить число разрядов в кодовой группе на два-три.

Еще больше оказывается выигрыш при передаче видеосигналов, основная энергия которых сосредоточена в области низких частот. Считают, что применение ДИКМ при передаче телевизионных сигналов позволяет с учетом особенностей восприятия видеосигналов уменьшить число разрядов в кодовой группе с семи—девяти до четырех—пяти.

Наибольшим искажением квантования при ДИКМ подвергаются разностные сигналы малой величины. Для уменьшения этих искажений можно применить неравномерное квантование, при котором шаг квантования возрастает по мере увеличения значения разностного сигнала. Такой метод разностного кодирования называется адаптивной дифференциальной ИКМ (АДИКМ), поскольку при этом происходит адаптация величины шага квантования к параметрам кодируемого сигнала.



## 8.5. ДЕЛЬТА-МОДУЛЯЦИЯ

### ДЕЛЬТА-МОДУЛЯЦИЯ КАК РАЗНОВИДНОСТЬ РАЗНОСТНЫХ СИСТЕМ С ПРЕДСКАЗАНИЕМ

Как отмечалось в гл. 3, при дельта-модуляции (ДМ), представляющей собой разновидность разностных систем с предсказанием (см. гл. 3), разностный сигнал — двухуровневый и в линию передается информация лишь о знаке приращения разности. Существует много разновидностей ДМ, отличающихся видом предсказателя, характером предсказаний входного сигнала, способом формирования информационного импульсной последовательности и др. Каждая из разновидностей обладает определенными достоинствами, которые легче всего проследить, если сравнивать ее с наиболее простым вариантом ДМ, так называемой классической, или линейной ДМ. Структурная схема устройства для осуществления классической ДМ приведена на рис. 8.16. Сравнение рис. 8.16 с рис. 8.15 показывает, что предсказатель в схеме классической ДМ представляет собой интегратор, а функции квантования и кодирования выполняет пороговое устройство ПУ, вырабатывающее импульсы разной полярности (символы "1" и "0") в зависимости от знака разности  $u_p$ . Приемная часть модема ДМ состоит из интегратора и ФНЧ. Все операции осуществляются в тактовые моменты, задаваемые не показанным на схеме генератором тактовой частоты.

В схеме классической ДМ в качестве предсказателя используется "идеальный интегратор", т. е. устройство с импульсной реакцией ступенчатой формы. Если на вход идеального интегратора воздействует бесконечно короткий импульс (рис. 8.17, а), на его выходе появится и будет сохраняться бесконечно долго постоянное напряжение (рис. 8.17, б). Поэтому говорят, что идеальный интегратор обладает бесконечной памятью. Если на вход идеального интегратора воздействует несколько импульсов (рис. 8.17, в), отклики на каждый из них суммируются и выходное напряжение имеет вид, показанный на рис. 8.17, г. Огибающая выходного напряжения представляет собой ступенчатую функцию, а его значение в каждый момент определяется суммой откликов на импульсы, воздействовавшие

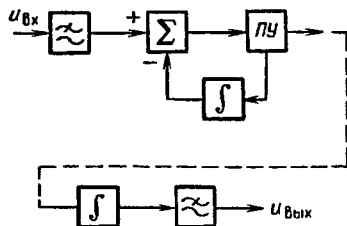


Рис. 8.16. Структурная схема канала с дельта-модуляцией

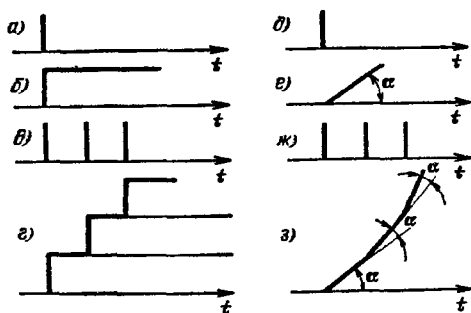


Рис. 8.17. Сигналы в цепи предсказания дельта-модулятора: а —  $\delta$ -импульс; б — отклик идеального интегратора на  $\delta$ -импульс; в — последовательность  $\delta$ -импульсов; г — отклик идеального интегратора на последовательность  $\delta$ -импульсов; д —  $\delta$ -импульс; е — отклик двойного интегратора на  $\delta$ -импульс; ж — последовательность  $\delta$ -импульсов; з — отклик двойного интегратора на последовательность  $\delta$ -импульсов

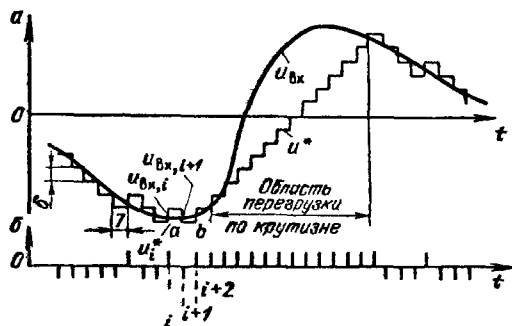


Рис. 8.18. Принцип дельта-модуляции

во все предшествовавшие моменты времени. Процедуру кодирования при классической ДМ поясняет рис. 8.18.

Копия сигнала формируется идеальным интегратором и имеет вид ступенчатой функции. Это предсказанное значение сигнала вычитается из его действительного значения и знак разности подвергается регулярной дискретизации. Если этот знак положителен, на выходе дельта-модулятора формируется положительный импульс. При отрицательном знаке разности в тактовый момент на выходе дельта-модулятора формируется отрицательный импульс. Пусть, например, предсказанное значение сигнала  $u_i^*$  в  $i$ -й момент (точка а на рис. 8.18) оказалось меньше входного сигнала в этот момент. Тогда на выходе дельта-моду-

лителя появится положительный импульс, предсказанное значение в  $(i + 1)$ -й момент увеличится на одну ступеньку и станет равным  $u_i^* + \delta$  (точка  $b$  на рис. 8.18). Поскольку это значение оказалось больше, чем значение входного сигнала, разность  $u_{вх} - u_{i+1}^*$  окажется отрицательной. Соответственно импульс на выходе кодера также будет отрицательным и копия уменьшится на один шаг.

Выходной сигнал дельта-кодера, представляющий собой последовательность положительных и отрицательных импульсов (единиц и нулей), называется д е л ь т а - к о д о м. Эта последовательность непосредственно передается по линии.

Из описанного принципа дельта-модуляции следует, что при ДМ тактовая частота сигнала в линии  $f_T$  совпадает с частотой дискретизации сигнала при кодировании  $F_d$ .

В схеме дельта-модулятора интегратор включен в цепь отрицательной обратной связи (ООС), поэтому погрешности интегрирования, возникающие в процессе работы ДМ, частично компенсируются. Степень компенсации возрастает с увеличением корреляции между отсчетами сигнала в тактовые моменты. В демодуляторе отсутствует цепь ООС, вследствие этого погрешности работы его интегратора приводят к ухудшению качества передачи.

Вид импульсной последовательности на выходе ДМ зависит от скорости изменения сигнала. Наглядное представление об этом можно получить из рассмотрения рис. 8.19, на котором показаны копии сигнала (строчки 1) и дельта-код (строчки 2) при кодировании видеосигналов трапецидальной формы с разной крутизной нарастания фронтов. В общем случае (рис. 8.19) при кодировании фронта входная последовательность содержит положительные и отрицательные импульсы, причем при кодировании нарастающего фронта преобладают положительные импульсы, а спадающего — отрицательные. Передаче постоянного уровня соответствует последовательность, состоящая из импульсов чередующейся полярности. Такая же знакопеременная по-

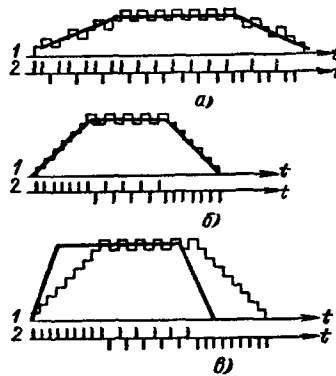


Рис. 8.19. Дельта-модуляция при разной крутизне входного сигнала

следовательность импульсов передается при ДМ и в случае отсутствия сигнала на входе.

С увеличением крутизны фронтов при их кодировании в импульсной последовательности возрастает число импульсов одного знака и при некотором предельном значении крутизны фронта  $s_{\text{пред}} = \delta/T = \delta F_{\text{д}}$  дельта-код содержит только положительные (при нарастании) или отрицательные (при спадании) импульсы (рис. 8.19, б). Дальнейшее увеличение крутизны (рис. 8.19, в) приводит к тому, что максимальная скорость нарастания копии оказывается меньше крутизны сигнала, в результате чего возникают искажения перегрузки крутизны. Во избежание появления этих искажений максимальная крутизна входного сигнала не должна превышать значения

$$s_{\text{пред}} = \delta F_{\text{д}}. \quad (8.57)$$

Так, например, при кодировании гармонического сигнала  $u = U_{\text{max}} \sin 2\pi f_c t$  условие отсутствия перегрузки по крутизне имеет вид:

$$s_{\text{пред}} = \max \left| \frac{du}{dt} \right| = 2\pi U_{\text{max}} f_c = \delta F_{\text{д}}.$$

Отсюда получаем зависимость максимально допустимой амплитуды кодируемого гармонического сигнала от его частоты при ДМ с заданными  $\delta$  и  $F_{\text{д}}$ :

$$U_{\text{max}} = \delta F_{\text{д}} / (2\pi f_c). \quad (8.58)$$

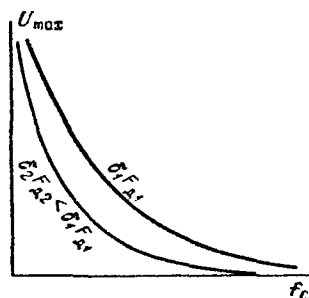


Рис. 8.20

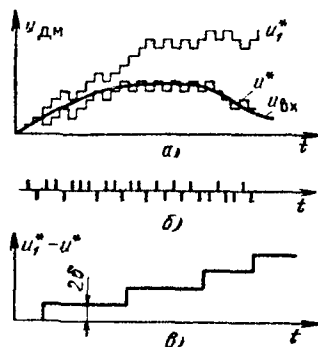


Рис. 8.21

Рис. 8.20. Перегрузочные характеристики при дельта-модуляции

Рис. 8.21 Накопление ошибок при использовании в дельта-модуляторе идеального интегратора

а — сигнал  $u_{\text{вх}}$  и его копии  $u^*$  при отсутствии и  $u_1^*$  наличии ошибок; б — дельта-код; в — накопленная ошибка

Эта зависимость для двух различных значений скорости нарастания копии изображена на рис. 8.20 и носит название *перегрузочной характеристики*. Из нее видно, что во избежание перегрузок крутизны при заданной скорости нарастания копии  $s = \delta F_d$  кодируемый гармонический сигнал должен иметь тем меньшую амплитуду, чем выше его частота.

Использование в схеме ДМ идеального интегратора, обладающего бесконечной памятью, приводит к накоплению ошибок, возникающих из-за действия помех. Сущность этого явления поясняет рис. 8.21, где показаны входной сигнал  $u_{вх}$ , его копия  $u^*$  (рис. 8.21, а) и соответствующий дельта-код (рис. 8.21, б). Пусть из-за действия помех в тракте передачи некоторые импульсы (обведенные на рис. 8.21, б пунктиром) изменят свою полярность на обратную. Тогда формируемая в пункте приема копия сигнала  $u_1^*$  будет отличаться от  $u^*$ , причем это отличие характеризуется скачком на  $2\delta$  в моменты появления ошибок. Поскольку идеальный интегратор сохраняет напряжение на выходе бесконечно долго, ложные скачки напряжения, возникающие при наличии нескольких последовательных ошибок, будут накапливаться. Разность  $u_1^* - u^*$ , характеризующая погрешность системы передачи, с течением времени нарастает и в принципе может оказаться сколь угодно большой (рис. 8.21, в). На практике для борьбы с этим явлением интегратор либо периодически разряжается до нуля, либо используется интегратор с утечкой, имеющий ограниченную постоянную времени.

#### РАСЧЕТ ЗАЩИЩЕННОСТИ ОТ ШУМА КВАНТОВАНИЯ ПРИ ДМ

Разность между входным сигналом и его копией определяет искажения при дельта-модуляции. Они состоят из двух компонент — шума квантования и перегрузки по крутизне. Отметим, что, как и при ИКМ, более правильно говорить не о шумах квантования и перегрузки, а об искажениях такого вида. Однако в литературе встречается термин “шум”, которым и будем пользоваться.

Определим вначале защищенность от шума квантования при условии, что шумы перегрузки по крутизне не возникают. Точный расчет шума квантования при ДМ представляет собой задачу значительно более сложную, чем при ИКМ, поскольку в первом случае между отсчетами шума квантования существует корреляционная связь. Эта корреляция возникает из-за того, что при ДМ величина ошибки квантования в какой-либо  $i$ -й момент зависит не только от уровня сигнала в данный момент, но и от взаимного положения сигнала и копии в предыдущий  $(i - 1)$ -й тактовый момент, а следовательно, и от ошибки кван-

тования в  $(i-1)$ -й момент. Напомним, что взаимное положение сигнала и копии в  $(i-1)$ -й момент определяет при ДМ значение копии в  $i$ -й момент. Наличие корреляции приводит к частичной взаимной компенсации ошибок квантования, которая особенно заметна при медленных изменениях сигнала. Ввиду больших вычислительных трудностей, возникающих при точном расчете отношения сигнал-шум при ДМ, обычно с целью упрощения математических выкладок принимают те или иные предположения. Будем исходить из того, что отсчеты шума квантования распределены равномерно на интервале  $\pm \delta$  и корреляция между отсчетами отсутствует. При этом энергетический спектр шума квантования также равномерен в полосе частот от 0 до  $F_{\text{д}}/2$ . Полная мощность шума квантования определяется как дисперсия равномерного распределения:

$$P_{\text{кв.дм}} = \frac{1}{2\delta} \int_{-\delta}^{\delta} x^2 dx = \frac{\delta^2}{3}. \quad (8.59)$$

Для оценки отношения сигнал-шум при ДМ обычно принимают, что максимальная крутизна сигнала пропорциональна его среднеквадратическому значению:

$$s_{\text{max}} = k \sigma_c = k \sqrt{P_c} \quad (8.60)$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности.

Из (8.59) и (8.60) с учетом подавления части помех фильтром нижних частот демодулятора с граничной частотой  $F_{\text{в}}$  найдем:

$$\frac{P_c}{P_{\text{кв.дм}}} = \frac{3s_{\text{max}}^2}{k^2 \delta^2} \cdot \frac{F_{\text{д}}}{2F_{\text{в}}}. \quad (8.61)$$

Поскольку при дельта-модуляции  $F_{\text{д}} \gg F_{\text{в}}$ , улучшение отношения  $P_c/P_{\text{кв.дм}}$  за счет фильтрации части помех при демодуляции сказывается значительным.

Считая, что максимальная крутизна сигнала равна предельно допустимой, определяемой (8.56), из (8.56) и (8.61) получаем

$$P_c/P_{\text{кв.дм}} = 3F_{\text{д}}^3/(2k^2 F_{\text{в}}). \quad (8.62)$$

Подставив значение  $s_{\text{пред}}$  из (8.57) в (8.60), для гармонического сигнала получим  $k^2 = 8\pi^2 f_c^2$  и, следовательно, при ДМ гармонического сигнала

$$\frac{P_c}{P_{\text{кв.дм}}} = \frac{3}{2} \frac{F_{\text{д}}^3}{8\pi^2 f_c^2 F_{\text{в}}} \approx 0,018 \frac{F_{\text{д}}^3}{f_c^2 F_{\text{в}}} \quad (8.63)$$

Отношение сигнал-шум при ДМ пропорционально третьей степени частоты дискретизации и обратно пропорционально квадрату

частоты сигнала. Увеличение  $F_d$  ведет к повышению этого отношения.

Как отмечалось, приведенный вывод является не вполне строгим, так как он не учитывает взаимную корреляцию отсчетов шума квантования. Отношение  $P_c/P_{кв.дм}$  при этом оказывается заниженным. Другие известные соотношения, которые также исходят из тех или иных допущений, обобщены следующим выражением:

$$\frac{P_c}{P_{кв.дм}} = \rho \frac{F_d^3}{f_c^2 F_v}, \quad (8.64)$$

где  $\rho$  — коэффициент пропорциональности, лежащий в пределах от 0,01 до 0,1 в зависимости от принятых допущений. Сравним отношение  $P_c/P_{кв}$  в системах ДМ и ИКМ при одинаковой тактовой частоте цифрового сигнала в линии  $f_T$ . При этом будем исходить из того, что перегрузка крутизны отсутствует, если обеспечена неискаженная передача гармонического сигнала с частотой  $f_c = 800$  Гц и мощностью, равной мощности телефонного сигнала  $P_0$ . Зависимости отношения  $P_c/P_{кв}$ , рассчитанные для ДМ по формуле (8.63) и для ИКМ по формуле (8.18), приведены на рис. 8.22. В расчете учтено, что в случае ДМ  $f_T = F_d$ , а при ИКМ  $f_T = F_d \cdot m$ .

Из графиков видно, что ДМ обеспечивает лучшее отношение сигнал-шум только при низкой тактовой частоте, соответствующей двух-, трехразрядному кодированию при ИКМ. При больших значениях  $f_T$  ИКМ превосходит ДМ по помехозащищенности, причем ДМ может обеспечить то же отношение сигнал-шум, что и восьмиразрядная ИКМ ( $f_T = 64$  кГц), только при  $f_T = 170$  кГц. Следовательно, классическая ДМ требует большей скорости передачи, чем ИКМ.

Для расчета отношения  $P_c/P_{кв.дм}$  в случае передачи случайных сигналов необходимо знать максимальное значение крутизны этих сигналов  $s_{max}$ . Мгновенное значение крутизны  $s = du/dt$ . Следовательно, для определения числовых характеристик крутизны достаточно знать соответствующие числовые характеристики производной. Дисперсия производной случайного процесса  $\sigma_n^2 = s_{ср}^2$  и может быть определена по формуле

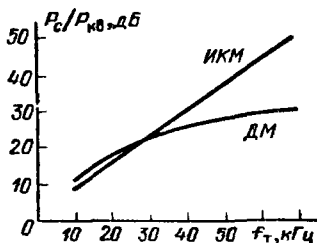


Рис. 8.22. Зависимости отношения сигнал-шум квантования при ИКМ и ДМ от тактовой частоты

$$\sigma_{\Pi}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \omega^2 G(\omega) d\omega \quad (8.65)$$

или

$$\sigma_{\Pi}^2 = \sigma_c^2 [-R''(0)], \quad (8.66)$$

где  $G(\omega)$  – энергетический спектр исходного сигнала;  $R''(0)$  – вторая производная его нормированной корреляционной функции при  $\tau = 0$ ;  $\sigma_c^2$  – дисперсия сигнала. Воспользуемся этими выражениями при расчете отношения  $P_c/P_{\text{кв.дм}}$  для следующих двух видов сигналов:

1. Сигнал с равномерным энергетическим спектром  $G_0$  в полосе  $\omega_{\text{н}} \div \omega_{\text{в}}$ . Из (8.65) имеем:

$$\begin{aligned} s_{\text{ср}} = \sigma_{\Pi} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\omega_{\text{н}}}^{\omega_{\text{в}}} G_0 \omega^2 d\omega} = \sqrt{\frac{G_0}{2\pi} \cdot \frac{1}{3} (\omega_{\text{в}}^2 - \omega_{\text{н}}^2)} = \\ &= \sqrt{\frac{\omega_{\text{в}}^2 - \omega_{\text{н}}^2}{3(\omega_{\text{в}} - \omega_{\text{н}})}} P_c, \end{aligned}$$

где  $P_c = \frac{\omega_{\text{в}} - \omega_{\text{н}}}{2\pi} \cdot G_0$  – мощность сигнала. Считая, что  $s_{\text{max}} = 3s_{\text{ср}}$ , из (8.60) находим:

$$3 \sqrt{\frac{\omega_{\text{в}}^3 - \omega_{\text{н}}^3}{3(\omega_{\text{в}} - \omega_{\text{н}})}} \sqrt{P_c} = k \sqrt{P_c}.$$

Отсюда

$$k = \sqrt{3 \frac{\omega_{\text{в}}^3 - \omega_{\text{н}}^3}{\omega_{\text{в}} - \omega_{\text{н}}}}$$

Подставив это значение в выражение (8.62), получим

$$\frac{P_c}{P_{\text{кв.дм}}} = \frac{F_{\text{д}}^3 (F_{\text{в}} - F_{\text{н}})}{8\pi^2 (F_{\text{в}}^3 - F_{\text{н}}^3) F_{\text{в}}} \approx 1,2 \cdot 10^{-2} \frac{F_{\text{д}}^3}{F_{\text{в}}^3 - F_{\text{н}}^3}, \quad (8.67)$$

где  $F_{\text{в}} = \omega_{\text{в}}/(2\pi)$  и  $F_{\text{н}} = \omega_{\text{н}}/(2\pi)$ . При  $F_{\text{в}} = 3,4$  кГц,  $F_{\text{н}} = 0,3$  кГц и  $F_{\text{д}} = 64$  кГц  $P_c/P_{\text{кв.дм}} = 20$  дБ. При такой тактовой частоте и  $k = 3$  ИКМ обеспечивает  $P_c/P_{\text{кв}} = 43,8$  дБ [см. (8.16)].

2. Речевой сигнал, корреляционная функция которого в общем виде приближенно описывается выражением

$$R(\tau) = e^{-\alpha|\tau|} \cos \omega_0 \tau.$$

Вычислив производные корреляционной функции, находим, что  $-R''(0) = \omega_0^2 - \alpha^2$ . Подставив это значение в (8.66), получим  $S_{\text{ср}} = \sigma_{\Pi}^2 = \sigma_c^2 (\omega_0^2 - \alpha^2) = P_c (\omega_0^2 - \alpha^2)$ . Приняв, как и



раньше,  $S_{max} = 3S_{ср}$ , определяем  $S_{max} = 3\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \sqrt{P_c}$ . Сопоставив данное выражение с (8.60), получаем, что в рассматриваемом случае  $k = 3\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ . Подставив далее это значение в (8.62), находим

$$P_c = \frac{1}{6} \frac{F_D^3}{(\omega_0^2 - \alpha^2) F_B} = 4,2 \cdot 10^{-3} \frac{F_D^3}{(f_0 - \alpha_1^2) F_B}, \quad (8.68)$$

где  $f_0 = \omega_0 / (2\pi)$ ,  $\alpha_1 = \alpha / (2\pi)$

При  $F_D = 64$  кГц,  $F_B = 3,4$  кГц и значениях  $f_0 = 2980 / (2\pi)$  Гц и  $\alpha_1 = 1140 / (2\pi)$  Гц [см. (8.56)] из (8.68) имеем  $P_c / P_{кв.дм} = 32,4$  дБ. В случае ИКМ при восьмиразрядном кодировании речевого сигнала из выражения (8.20) имеем  $P_c / P_{кв} = 54,8$  дБ.

Таким образом, если при кодировании реального речевого сигнала тактовые частоты при многократной ИКМ и ДМ совпадают, то ДМ обеспечивает существенно меньшее отношение сигнал-шум, чем ИКМ.

Полученные для расчета  $P_c / P_{кв.дм}$  выражения определяют максимум этого отношения, когда шаг квантования выбран минимально возможным, при котором отсутствует перегрузка по крутизне. Увеличение шага квантования при заданной крутизне входного сигнала приводит к росту шумов квантования. Уменьшение шага квантования (или возрастание скорости нарастания входного сигнала) ведет к росту шумов перегрузки. Поэтому зависимость общего отношения сигнал-шум при ДМ от отношения шага квантования к среднеквадратическому значению крутизны сигнала имеет явно выраженный максимум.

На рис. 8.23 приведены зависимости отношения сигнал-шум квантования от мощности входного сигнала  $P_{вх}$  для разных значений отношений  $f_T / F_B$ , когда входным сигналом является частотно-ограниченный белый шум. Каждый из графиков нарастает почти линейно до точки максимума, т. е. до тех пор, пока не возникает шум перегрузки по крутизне. Появление

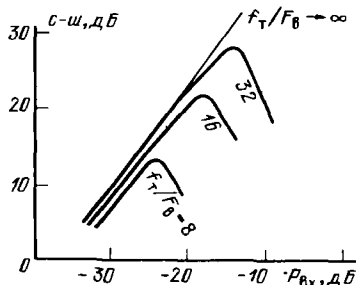


Рис. 8.23. Зависимости отношения сигнал-шум от мощности входного сигнала при ДМ

перегрузки приводит к резкому уменьшению защищенности. Естественно, что максимальное отношение сигнал-шум при фиксированном значении шага квантования зависит от тактовой частоты и тем больше, чем больше  $f_T$ .

#### ДЕЛЬТА-МОДУЛЯЦИЯ С ДВОЙНЫМ ИНТЕГРАТОРОМ

Одиночный интегратор является простейшим видом предсказателя. В то же время ясно, что чем точнее предсказатель формирует копию сигнала, тем меньше их различие и, следовательно, меньше шум квантования. Один из возможных способов совершенствования предсказания состоит в использовании в качестве предсказателя в схеме дельта-модулятора (см. рис. 8.15) двойного интегратора. Идеальный двойной интегратор можно представить себе в виде каскадного соединения двух идеальных одиночных интеграторов. Его импульсная реакция (см. рис. 8.12, *е*) представляет собой линейно-нарастающую функцию времени, а отклик на последовательность из трех импульсов (см. рис. 8.17, *ж*) приведен на рис. 8.17, *з*. Видно, что при воздействии каждого из импульсов скорость нарастания отклика увеличивается на один шаг. В соответствии с этим формируемая двойным интегратором копия сигнала представляет собой не ступенчатую функцию, как при одиночном интегрировании, а состоит из отрезков, наклон которых соответствует импульсному сигналу на входе интегратора. Дельта-модулятор, у которого в цепи обратной связи включен идеальный двойной интегратор, является неустойчивой системой с обратной связью, в которой может возникнуть самовозбуждение. Поэтому на практике в качестве двойного интегратора используют реальный двойной интегратор, схема которого приведена на рис. 8.24.

Процесс кодирования при использовании двойного интегратора в качестве предсказателя поясняется рис. 8.25, где непрерывная функция отображает входной сигнал  $u_{вх}$ , а ломаная линия — его копию  $u^*$ . Как и в любой системе с предсказанием, кодирование состоит в сравнении в тактовые моменты истинного и предсказанного значений сигналов. Если истинное значение оказывается больше предсказанного, на выходе формируется символ "1". В противном случае формируется символ "0". Сигнал в момент  $t_1$  имеет значение  $u_1$ , копия —  $u_1^*$ . В силу

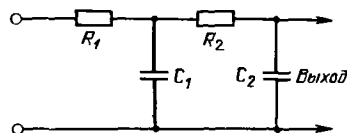


Рис. 8.24. Двойной интегратор



Отсюда зависимость максимально допустимой амплитуды кодируемого гармонического сигнала от его частоты при ДМ с двойным интегрированием имеет вид:

$$U_{max} \leq \frac{\delta F_D^2}{4 \pi^2 f_c^2} = \delta \left( \frac{F_D}{2 \pi f_c} \right)^2. \quad (8.71)$$

Поскольку  $F_D \gg f_c$ , из сравнения выражений (8.71) и (8.58) видно, что при использовании двойного интегрирования перегрузки возникают при меньших входных сигналах, чем в случае одинарного интегратора.

Если считать, что шумы квантования в этом случае, как и при одинарном интегрировании, распределены равномерно и занимают полосу  $0-0,5F_D$ , то из (8.59) и (8.70) можно получить, что при идеальном двойном интегрировании

$$P_c/P_{кв} \approx 0,00053 \frac{F_D^3}{f_c^4 F_B}. \quad (8.72)$$

Для реального интегратора:

$$P_c/P_{кв} \approx 0,0006 \frac{F_D^5}{f_c^2 F_B^3}. \quad (8.73)$$

Переход к двойному интегратору в схеме ДМ повышает отношение  $P_c/P_{кв}$  на 6–10 дБ для сигналов всех видов.

#### ДЕЛЬТА-МОДУЛЯЦИЯ С МГНОВЕННЫМ КОМПАНДИРОВАНИЕМ

В рассмотренных вариантах ДМ выбор шага квантования подчиняется противоречивым требованиям. С одной стороны, шаг квантования должен быть настолько мал, чтобы шум квантования не превысил допустимого значения. С другой стороны, при заданной тактовой частоте шаг квантования необходимо выбирать достаточно большим, чтобы не возникли шумы перегрузки. Поскольку шаг квантования остается постоянным, удовлетворить этим требованиям удастся только при высокой частоте дискретизации, в 2–3 раза превышающей тактовую частоту ИКМ сигнала, имеющего ту же защищенность от шума квантования.

Снизить тактовую частоту дискретизации без увеличения шумов квантования или повысить защищенность от шумов квантования при низкой тактовой частоте возможно при применении ДМ с компандированием или, как ее еще называют, адаптивной ДМ. При ДМ с компандированием шаг квантования в процессе модуляции не остается постоянным, а изменяется в зависимости от параметров передаваемого сигнала. Компандирование бывает мгновенным и инерционным. В первом случае

шаг квантования может изменяться в каждом такте, а во втором случае изменение шага происходит медленно, за время, соизмеримое с временем изменения огибающей кодируемого сигнала. Мгновенное компандирование применяется при передаче сигналов, в которых возможны быстрые изменения уровня, в частности, видеосигналов. Инерционное компандирование более эффективно при передаче речи. Рассмотрим ДМ с мгновенным компандированием (ДММК). Существует несколько разновидностей ДММК, но принципиально все они основаны на изменении шага квантования при появлении перегрузки по крутизне. Информацией о появлении перегрузки может служить появление в выходном ДМ сигнале подряд нескольких одинаковых символов.

При ДММК используются различные правила изменения шага квантования, каждое из которых является оптимальным для определенного типа сигналов. Одно из возможных правил изменения шага состоит в следующем: если при сравнении двух соседних символов они окажутся одинаковыми, шаг квантования увеличивается в "р" раз по сравнению со значением в предыдущем шаге; если сравниваемые элементы оказываются различными, шаг уменьшается также в "р" раз по сравнению с предыдущим шагом до тех пор, пока не станет равным минимально возможному значению  $\delta$ . Величина  $p$  называется коэффициентом адаптации. Рисунок 8.26, а иллюстрирует способ формирования копии сигнала (линия 1) при ДММК с  $p = 2$  при минимальном шаге, равном  $\delta$ . На этом же рисунке

(линия 2) показана форма копии сигнала при постоянном шаге квантования. Сравнение этих двух копий сигнала наглядно показывает, как ДММК уменьшает шум перегрузки. На рис. 8.26, б и в приведены импульсные последовательности на выходе кодера при ДММК и ДМ соответственно. При других алгоритмах формирования копии в случае ДММК изменение шага может происходить при появлении не двух, а трех, четырех или более одинаковых символов. Величина  $p$  также может принимать различные значения, в частности, быть

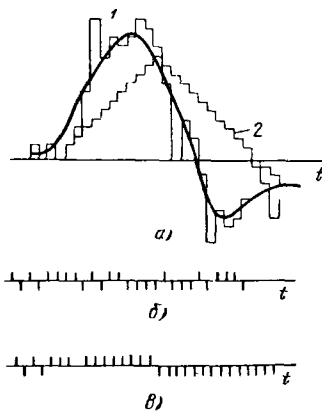


Рис. 8.26. Дельта-модуляция с мгновенным компандированием при  $p = 2$

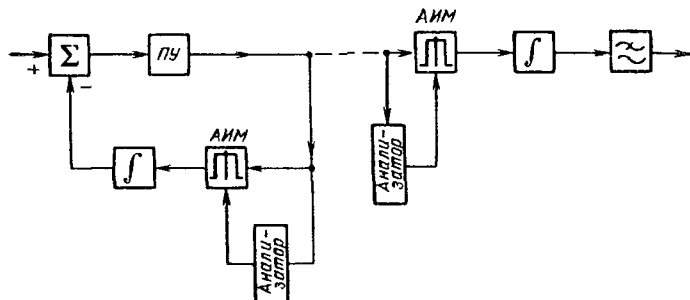


Рис. 8.27 Структурная схема кодера при ДММК

меньше двух и различатся при возрастании и уменьшении сигнала. В некоторых случаях коэффициент адаптации выбирается, исходя из анализа вида дельта-кода на нескольких тактовых интервалах.

Структурная схема устройства, осуществляющего ДММК, приведена на рис. 8.27. В дополнение к схеме ДМ без адаптации (компенсирования) она содержит анализатор вида импульсной последовательности и амплитудно-импульсный модулятор АИМ. При появлении посылок одинаковой полярности анализатор управляет АИМ таким образом, что амплитуда импульсов, подаваемых на интегратор, возрастает и соответственно возрастает шаг изменения копии. При обнаружении последовательных импульсов разной полярности анализатор подает на АИМ напряжение, уменьшающее амплитуду выходных импульсов и шаг изменения копии уменьшается. Приемная часть содержит те же элементы, что и цепь обратной связи модулятора, а также ФНЧ. Достоинством данной схемы ДММК является возможность ее выполнения на дискретных элементах, используемых в вычислительной технике. Существуют другие схемы модемов ДММК, в которых вместо АИМ применяется модуляция импульсов по длительности.

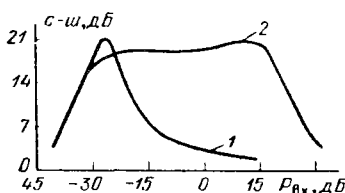


Рис. 8.28. Зависимости защищенности от шумов при различной мощности входного сигнала (1 — для ДМ, 2 — для ДММК)

Анализ помехоустойчивости систем с ДМ обычно проводится методом моделирования на ЭВМ. Исследования показали, что применение ДММК изменяет вид характеристики защищенности от шумов по сравнению с ДМ. На рис. 8.28 при-

ведены зависимости отношения сигнал-шум от мощности входного сигнала для случаев классической ДМ (кривая 1) и одной из разновидностей ДММК (кривая 2) при  $f_T = 40$  кГц,  $F_B = 3,4$  кГц. Из рисунка видно, что максимальные отношения сигнал-шум для этих видов дельта-модуляции примерно равны. Но при ДММК защищенность от шумов остается высокой в сравнительно большом диапазоне изменения мощности входного сигнала, в то время как при ДМ она быстро уменьшается при увеличении входной мощности, что связано с ростом шумов перегрузки.

#### ДЕЛЬТА-МОДУЛЯЦИЯ С ИНЕРЦИОННЫМ КОМПАНДИРОВАНИЕМ

Структурная схема ДМИК приведена на рис. 8.29. Так же, как и в случае ДММК, схема ДМИК содержит в цепи обратной связи АИМ (ШИМ) модулятор, изменяющий амплитуду или длительность импульсов, формирующих копию сигнала. Отличие этой схемы от предыдущей состоит в том, что управление амплитудой импульсов осуществляется не безынерционно, а сравнительно медленно, в соответствии с изменением огибающей кодируемого сигнала. Сигнал управления может выделяться из выходной импульсной последовательности, непосредственно из выходного сигнала или его копии. Структурная схема, приведенная на рис. 8.29, соответствует первому способу. В этом случае цель управления содержит интегратор, детектор, выделяющий низкочастотную огибающую сигнала, и ФНЧ.

Инерционность системы адаптации выбирается примерно равной 10 мс и близка к периоду основного тона речи.

При ДМИК шаг квантования зависит от уровня входного сигнала, возрастая с его увеличением. Если при этом в некотором диапазоне изменения сигнала обеспечивается прямая пропорциональность между его напряжением и шагом квантования,

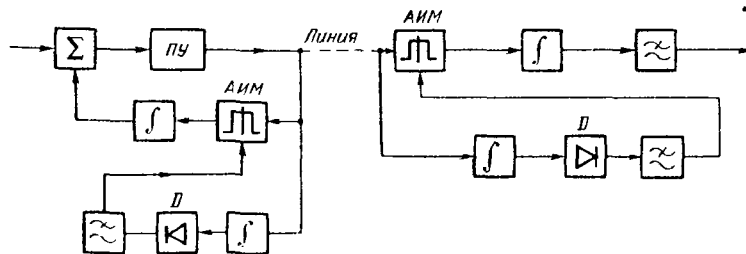


Рис. 8.29. Структурная схема канала, осуществляющего ДМ с инерционным компандированием

отношение сигнал-шум на выходе демодулятора в данном диапазоне будет оставаться постоянным. Тем самым устраняется зависимость отношения сигнал-шум от уровня входного сигнала, свойственная ДМ с постоянным шагом. Эксперименты показали, что при использовании ДМИК и тактовой частоте 48 кГц отношение  $P_{с}/P_{кв}$  превышает 25 дБ при изменении уровня входного сигнала на 40 дБ. Следовательно, ДМИК обеспечивает такое же качество передачи, как и ИКМ при восьмиразрядном кодировании, но при требуемой скорости передачи в 1,5–2 раза более низкой, чем ИКМ.

### 8.6. СРАВНЕНИЕ ИКМ И ДМ

Сравнение ИКМ и ДМ проведем по нескольким основным показателям, к которым относятся:

1. Зависимость максимального отношения сигнал-шум квантования от скорости цифрового потока.

При ИКМ скорость передачи символов составляет  $f_{\tau} = F_{д} m$ , увеличение числа разрядов в кодовой комбинации на единицу повышает отношение сигнал-шум на 6 дБ. Отсюда видно, что относительно малое (на 12–15 %) увеличение скорости передачи при ИКМ ведет к заметному повышению помехозащищенности от шума квантования.

При ДМ  $f_{\tau} = f_{д}$ , а максимум отношения сигнал-шум квантования описывается выражением (8.64), из которого видно, что для возрастания указанного отношения в 2 раза необходимо увеличение скорости передачи в 1,6 раза. Таким образом, при ИКМ одно и то же увеличение отношения сигнал-шум приводит к меньшему возрастанию скорости передачи, чем при ДМ. Это наглядно видно из приведенных на рис. 8.22 зависимостей. Дельта-модуляция обеспечивает лучшее, чем ИКМ, отношение сигнал-шум квантования только при низких скоростях передачи, соответствующих малой величине этого отношения. При используемых в технике связи высоких скоростях передачи ИКМ оказывается предпочтительной.

Применение компандирования изменяет указанное положение в пользу ДМ. На рис. 8.30 приведена зависимость отношения сигнал-шум от уровня входного сигнала для случаев семиразрядной ИКМ (кривая 1,  $f_{\tau} = 56$  кГц), восьмиразрядной ИКМ (кривая 2,  $f_{\tau} = 64$  кГц) и ДММК с двойным интегрированием (кривая 3,  $f_{\tau} = 56$  кГц). Предполагается, что входной сигнал представляет собой гармоническое колебание с частотой 800 Гц, а при ИКМ осуществляется компандирование по А-закону. При ДМ с компандированием в достаточно большом диапазоне изменения уровней входного сигнала сохраняется отношение



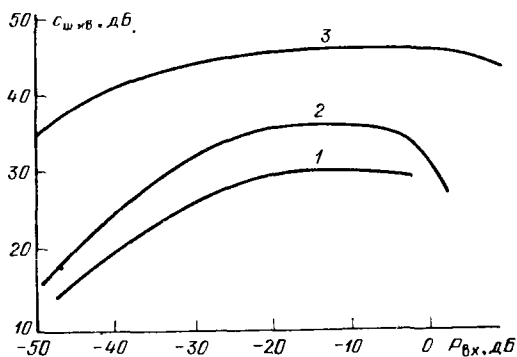


Рис. 8.30. Защищенность от шумов в зависимости от мощности входного сигнала:

1 — для семиразрядной ИКМ, 2 — восьмиразрядной ИКМ, 3 — для ДММК с двойным интегрированием

сигнал-шум, равное максимально возможному при ДМ без компандирования. В случае ИКМ с компандированием отношение сигнал-шум меньше максимально возможного при заданном числе разрядов. Поэтому ДМ с компандированием обеспечивает требуемое отношение сигнал-шум в диапазоне изменения уровней входного сигнала при меньшей тактовой частоте, чем ИКМ.

2. Влияние ошибок в линейном тракте. При ДМ сбои вызывают в выходном сигнале ошибку, равную двум шагам квантования. При ИКМ ошибка зависит от того, в каком разряде произошел сбой, и в наихудшем случае составляет  $2^{m-1}$  уровней квантования. Этим определяется то, что требования к линейному тракту по достоверности передачи при ДМ на несколько порядков ниже, чем при ИКМ.

3. Синхронизация. При ИКМ для демодуляции сигнала требуются два вида синхронизации: тактовая и по кодовым группам. При ДМ принципиально отсутствуют кодовые группы и для работы требуется только синхронизация по тактам.

4. Сложность аппаратуры. В случае ДМ кодер и декодер являются индивидуальными устройствами, при ИКМ в настоящее время — групповыми. Кодеки систем с ДМ находятся непосредственно у абонентов, что удорожает стоимость абонентских аппаратов. Абонентский тракт при ДМ является четырехпроводным, при ИКМ — двухпроводным. Поэтому в расчете на один канал оборудование при ДМ оказывается более дорогим, чем при ИКМ.

## АДРЕСНЫЕ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

В рассмотренных выше системах передачи с ЧРК и ВРК каналы, на которые разделяется общий групповой тракт, закрепляются за парами абонентов на все время установления связи. Сигналы-переносчики, используемые в таких системах передачи, являются ортогональными, благодаря чему энергия каждого из передаваемых сигналов отделяется от энергии других сигналов и принципиально возможно отсутствие взаимных помех при приеме. Поскольку смещение сигналов во времени за пределы тактовых интервалов в системах ВРК либо смещение сигналов по спектру за пределы отведенного им частного диапазона в системах ЧРК приводит к нарушению ортогональности, системы ВРК и ЧРК требуют для работы применения синхронизации. При ВРК это тактовая и цикловая синхронизации, при ЧРК – обеспечение совпадения спектра канального сигнала с полосой пропускания соответствующего канального фильтра приемной станции.

Однако, в ряде случаев осуществление синхронизации оказывается затруднительным. Это, в частности, относится к системам низовой радиосвязи с подвижными объектами, системам спутниковой связи, системам связи с территориально распределенными абонентами и др. В этих случаях находят применение асинхронно-адресные системы связи (ААСС). В отличие от систем передачи с ЧРК и ВРК в этих системах сигналы всех абонентов передаются в общей полосе частот и не синхронизированы во времени. Указанные системы называются асинхронными потому, что каждый из абонентов может вступать в связь с другим абонентом, включенным в систему, в произвольное время и сигналы абонентов не синхронизированы. Системы называются адресными, поскольку признаком, позволяющим выделить сигналы одного из абонентов и произвести разделение каналов, является определенная кодовая комбинация символов, присваиваемая этому абоненту и называемая его адресом. Приемное устройство абонентов ААСС построено таким образом, что оно реагирует только на сигналы, содержащие адрес этого абонента.

Принцип действия ААСС поясняется приведенными на рис. 9.1 и 9.2 ее функциональной схемой и временными диаграммами.

Входные сигналы, в частности речевые (рис. 9.2, *а* и *в*), подаются на входы импульсных модуляторов, где преобразуются

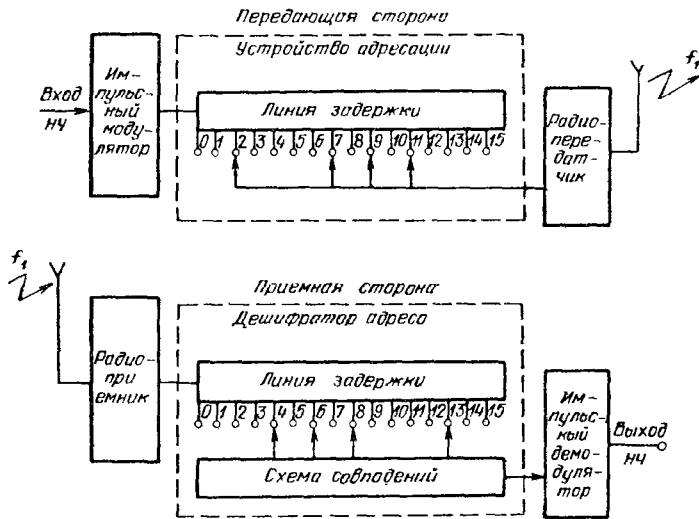


Рис. 9.1 Функциональная схема АССС

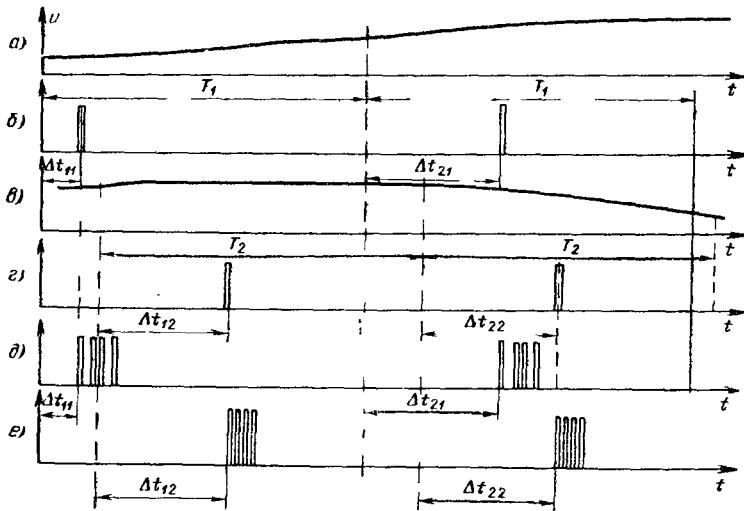


Рис. 9.2. Временные диаграммы сигналов в АССС

ся в один из видов импульсно-модулированных колебаний. В частности, это может быть любой аналоговый вид импульсной модуляции либо дельта-модуляция. На рис. 9.2, б и г показан случай ФИМ; информация о входном сигнале содержится в интервалах  $\Delta t_{11}, \Delta t_{21}, \Delta t_{31}, \dots$  между тактовыми моментами и моментами появления ФИМ импульсов. Тактовые моменты дискретизации разных сигналов не совпадают, поскольку станции всех абонентов автономны и, как уже говорилось, не синхронизированы. Модулированные по временному положению импульсы поступают в устройство адресации (см. рис. 9.1), где каждый из них наделяется адресом. Адресом может быть, например, кодовая группа символов. В этом случае устройство адресации представляет собой линию задержки (ЛЗ) с отводами. Каждому импульсу на входе ЛЗ соответствует группа импульсов на ее выходе. Число импульсов в группе зависит от числа используемых отводов линии. На рис. 9.1 задействованы четыре отвода.

Взаимное расположение импульсов, характеризующее адрес абонента, определяется тем, с каких отводов ЛЗ берется выходной сигнал (рис. 9.2, д). Другие каналы имеют иные адреса и поэтому в них применено иное подключение отводов ЛЗ (рис. 9.2, е).

Таким образом, сигналы разных абонентов на выходе устройств адресации представляют собой асинхронные последовательности импульсов, несущие информацию как об адресе абонента, так и о передаваемом сигнале, поскольку кодовые группы, показанные на рис. 9.2, д и е, модулированы по временному положению первичным сигналом.

Сигналы с выходов устройств адресации подаются на радиопередающие устройства и излучаются в открытое пространство. Несущие частоты у всех радиопередатчиков одинаковы, и, следовательно, спектры выходных сигналов всех абонентских станций совпадают. Единственным признаком, позволяющим разделить сигналы разных станций, является форма адресной группы, поэтому в АСС происходит разделение сигналов по форме.

На приемной стороне (см. рис. 9.1) после усиления и преобразования в индивидуальном радиоприемном устройстве сигналы поступают в устройство дешифрации адреса. Дешифрация адреса заключается в определении взаимного положения импульсов адреса и осуществляется также с помощью ЛЗ с отводами. При этом отводы сделаны таким образом, чтобы для дешифрации данного адреса суммарное время задержки каждого из импульсов в линии и его запаздывание относительно начала адресной

группы было постоянным. Иными словами, если, например, общее число позиций, на которых могут располагаться импульсы в адресной группе равно 15, а символы данного адреса находятся на позициях 2, 7, 9 и 11, то у ЛЗ дешифратора должны быть задействованы отводы от  $15 - 2 = 13$ , 8, 6 и 4 позиций. Отводы ЛЗ подключены к логической схеме совпадений. Если положение импульсов на входе ЛЗ соответствует адресу станции, то на выходах ЛЗ дешифратора импульсы появятся одновременно и соответственно появится импульс на выходе схемы совпадений СС. Поскольку положение адресных групп модулировано по фазе, сигнал на выходе СС будет совпадать с ФИМ колебанием, показанным на рис. 9.2, б или г. В результате его демодуляции выделяется исходный первичный сигнал.

Дешифратор реагирует только на адрес своего абонента, так как при дешифрации другого адреса импульсы на выходы отводов ЛЗ поступят неодновременно либо в каком-либо из каналов импульс будет отсутствовать. Сигнал на выходе СС в данном случае также не появляется.

Процедура установления связи в ААСС такова. Вызывающий абонент устанавливает на своем передающем устройстве адрес вызываемого абонента и посылает сигнал вызова. Этот вызов принимает вызываемый абонент и определяет код вызывающего абонента, который должен содержаться в передаче. Затем вызываемый абонент устанавливает на своем передатчике код вызывающего абонента и посылает сигнал ответа. При этом двусторонняя связь оказывается установленной.

Таким образом, отдельные абоненты в ААСС могут устанавливать соединение так же просто, как абоненты телефонной сети. Для этого требуется только набрать код вызываемого абонента и нет необходимости в перестройке СВЧ тракта. Простота установления соединения определяется еще и отсутствием центральной станции коммутации. Такие системы, которые используют общий тракт передачи для многих независимых абонентов, получили название систем с свободным доступом. Доступ является свободным потому, что абонент может использовать общий тракт передачи немедленно при появлении необходимости осуществления передачи. При этом не требуются поиск свободной волны, коммутация на центральной станции, что занимает определенное время.

Рассмотрим более подробно вопрос о формировании адреса в ААСС. Принципиально адреса могут образовываться различно. Основное требование, которое предъявляется к сигналам адресов, состоит в том, чтобы их корреляционные функции были близки к  $\delta$ -функции, взаимокорреляционные функции при

произвольных временных сдвигах были близки к нулю. Такие сигналы не обладают строгой ортогональностью. Условие (5.14) выполняется для них лишь приближенно, и они называются квазиортогональными. В настоящее время синтезирован ряд систем квазиортогональных сигналов. Эти сигналы называют сложными (псевдослучайными, широкополосными, шумоподобными), поскольку они обладают большой базой  $B$ , т. е. произведение ширины их спектра  $\Delta f$  на время передачи  $T_{\Pi}$  много больше единицы:

$$B = \Delta f T_{\Pi} \gg 1. \quad (9.1)$$

У простых сигналов (например, одиночных импульсов)  $B \approx 1$ . Из широкополосных сигналов наилучшими корреляционными свойствами обладают последовательности Баркера, состоящие из импульсов прямоугольной формы. У этих последовательностей при числе импульсов в группе, равном  $n$ , уровень боковых лепестков корреляционных функций не превышает  $1/n$  главного значения. Значения взаимокорреляционных функций также не превышают  $1/n$ . Это позволяет осуществлять прием таких сигналов с помощью согласованных фильтров с высокой надежностью. Однако ансамбль последовательностей Баркера невелик. Установлено, что последовательности Баркера существуют только для  $n \leq 13$ , а при  $n > 13$  они имеют максимумы взаимокорреляционных функций, большие, чем  $1/n$ , что ухудшает их способность к разделению. Наиболее широко в АСС применяется способ формирования широкополосных сигналов на основе частотно-временной матрицы (ЧВМ), показанной на рис. 9.3.

Адрес абонента формируется из элементов, обозначенных на рис. 9.3, *а* заштрихованными квадратами, определяющими частоту заполнения и время передачи импульсов адреса. Примеры адресов приведены на рис. 9.3, *б* и *в*. Видно, что адреса представляют собой группы радиоимпульсов, имеющих разные частоты заполнения и время передачи. Ансамбль возможных

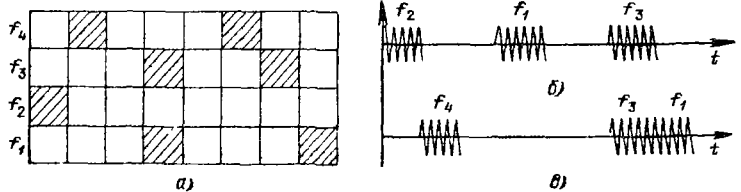


Рис. 9.3. Частотно-временная матрица

сигналов при использовании ЧВМ весьма велик. Максимальное число сигналов  $N_0$ , у которых уровень боковых лепестков корреляционных функций не превышает  $1/\sqrt{B}$ , примерно равно базе сигнала  $B$  ( $N_0 \approx B$ ), а база равна квадрату числа элементарных сигналов  $M$ , различающихся частотой заполнения и временем передачи ( $B = M^2$ ).

Неполная ортогональность сигналов, применяемых в АСС, приводит к появлению специфических для этих систем связи шумов неортогональности. Эти шумы возникают, когда случайное взаимное положение импульсов от разных абонентов образует комбинацию символов, соответствующих адресу данного абонента. Приемное устройство, реагируя на эту ложную группу адреса, формирует сигнал, который будет являться помехой. Совокупность таких мешающих сигналов и образует шум неортогональности. Шум неортогональности возникает также из-за ошибочного приема отдельных символов адреса при наличии помех в тракте передачи. Очевидно, что чем больше импульсов в единицу времени передается в общем потоке импульсов от всех работающих абонентов, тем шумы неортогональности больше.

Отсюда следует, что шумы неортогональности тем больше, чем больше число одновременно работающих активных абонентов  $N$ . Поэтому допустимый уровень шумов неортогональности определяет предельное число активных абонентов. При увеличении  $N$  шумы неортогональности возрастают и качество связи ухудшается. Наоборот, при уменьшении числа одновременно работающих абонентов качество связи возрастает. Это свойство АСС называют э л а с т и ч н о с т ь ю. Оно оказывается чрезвычайно полезным, поскольку при большом уровне шумов неортогональности часть абонентов отказывается от ведения несрочных переговоров, и при этом качество связи для абонентов, оставшихся активными, повышается.

Общее число абонентов  $N_0$ , включенных в АСС ( $N_0$ ), может значительно превышать число одновременно работающих станций  $N$ . Связано это с тем, что абоненты используют общий тракт не постоянно, а лишь по мере надобности. Для установления связи между  $N$  и  $N_0$  используют понятия коэффициентов занятости и активности (см. § 2.2). Отношение времени занятости тракта одной парой абонентов ( $t_3$ ) в течение достаточно большого промежутка времени ко всему промежутку ( $t_c$ ) называют коэффициентом занятости:

$$k_3 = t_3 / t_c.$$

В системах низкой радиосвязи  $k_3 \approx 0,1$ .

В процессе телефонной связи также имеются интервалы времени, когда тракт не занят: во-первых, при разговоре абонент примерно половину времени слушает и половину времени говорит, а во-вторых, в речи имеются паузы между фразами, словами и слогами. Отношение времени непосредственной передачи сигналов разговаривающей пары абонентов ( $t_{\text{п}}$ ) ко времени занятости общего тракта этой парой ( $t_3$ ) называется коэффициентом активности:

$$\eta = t_3 / t_{\text{п}}$$

При телефонной связи  $\eta \approx 0,25$ .

Коэффициенты активности и занятости позволяют определить допустимое число абонентов в ААСС. Если, исходя из норм на величину шумов неортогональности, установлено, что число активных абонентов в данный момент не должно быть больше  $N$ , то общее число абонентов оказывается равным  $N_0 = N / (\eta k_3)$ . При  $N = 50$ ,  $\eta = 0,25$  и  $k_3 = 0,1$  имеем  $N_0 = 2000$ .

Если в ААСС предполагается передача данных, то  $\eta = 1$ , так как при этом отсутствуют интервалы между сообщениями. Допустимое число абонентов сети в данном случае также соответственно снижается.

Асинхронно-адресные системы связи обладают очень важным свойством — высокой живучестью. Это определяется тем, что ААСС не имеют центральной станции, выход которой из строя означает прекращение связи для всех абонентов. Такие свойства, как гибкость и оперативность установления соединения, возможность обслуживания большого числа абонентов, эластичность, живучесть и в то же время пониженное качество связи, обусловленное наличием шумов неортогональности, определили применение ААСС в системах низовой радиосвязи, в системах связи с подвижными объектами и др. Качество связи в ААСС, однако, может быть повышено при использовании в них цифровых методов преобразования первичных сигналов. В этом случае ААСС находят применение, например, в спутниковых системах связи.

## Глава 10

### ПРИНЦИПЫ ОРГАНИЗАЦИИ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ АНАЛОГОВЫХ И ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

#### 10.1. СИСТЕМЫ ДВУСТОРОННЕЙ СВЯЗИ

Выше было показано, что двусторонний канал связи строится путем объединения (с помощью развязывающих устройств)



двух встречных односторонних каналов. Для передачи сигналов каждого из направлений можно использовать самостоятельную двухпроводную цепь с необходимым числом односторонних промежуточных усилителей (рис. 10.1). При этом сигналы встречных направлений могут занимать в каждой из цепей один и тот же диапазон частот. Можно сказать, что в этом случае сигналы противоположных направлений передаются (локализуются) в различных областях пространства, т. е. применяется пространственное разделение направлений передачи. Такая система двусторонней связи называется **четырепроводной** и применяется преимущественно на кабельных линиях.

Передача встречных сигналов по различным физическим цепям не всегда возможна и экономически оправдана. Так, при использовании радиолиний (радиорелейной связи) такое пространственное разделение направлений передачи связано с серьезными техническими трудностями и требует больших капиталовложений. Поэтому во многих случаях в системе двусторонней связи используют одну двухпроводную цепь, а передача сигналов в противоположных направлениях производится в непрерывающихся диапазонах частот. Развязка усилителей встречных направлений передачи обеспечивается электрическими фильтрами (рис. 10.2), которые называются **направляющими**.

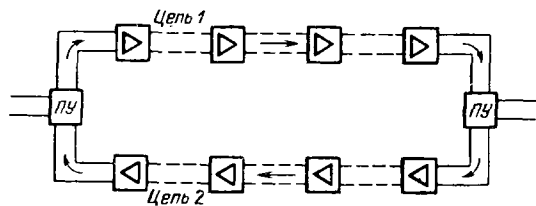


Рис. 10.1. Схема четырехпроводной однополосной системы связи

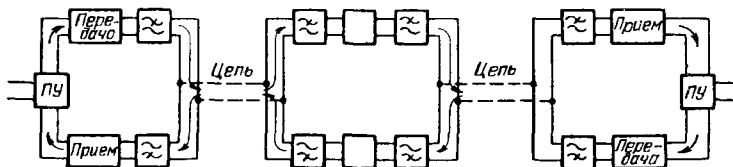


Рис. 10.2. Схема двухпроводной двухполосной системы связи

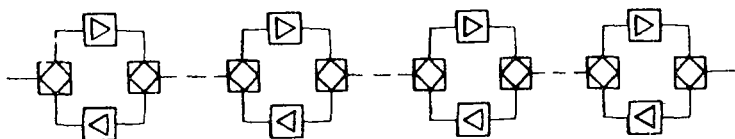


Рис. 10.3. Схема двухпроводной однополосной системы связи

Такая система двусторонней связи называется **д в у х п р о в о д н о й д в у х п о л о с н о й**. Она применяется на воздушных, а иногда кабельных (например, на подводных) линиях связи; радиорелейные линии связи являются, как правило, двухполосными.

Двусторонняя связь может быть также организована по двухпроводной однополосной системе, при которой в обоих направлениях сигналы передаются по одной двухпроводной цепи в одном и том же диапазоне частот. Задача двустороннего усиления решается при этом с помощью так называемых **д у п л е к с н ы х у с и л и т е л е й с р а з в я з к а м и ( Р У )** типа уравновешенного моста. Обычно применяют РУ с дифференциальными трансформаторами (рис. 10.3). Поскольку практически невозможно добиться точного соответствия входных сопротивлений участка цепи и балансного контура, в дуплексных усилителях не удастся получить хорошую развязку усилительных элементов встречных направлений передачи, в связи с чем приходится ограничить их усиление. Балансировку РУ тем труднее выполнить, чем шире полоса частот передаваемых сигналов. При включении в тракт нескольких дуплексных усилителей создается большое число путей для токов обратной связи, в результате чего возможно возникновение самовозбуждения. Поэтому, как показывают расчеты и опыт, число включаемых в тракт дуплексных усилителей, не может превышать пяти-шести. Указанные недостатки двухпроводной однополосной системы ограничивают области ее применения; в аналоговых системах передачи она обычно используется для организации служебной связи в диапазоне тональных частот и в некоторых случаях для организации связи на небольших расстояниях. В последнее время исследуется вопрос о возможности использования двухпроводной однополосной системы связи в малоканальных цифровых системах передачи, а также для организации основного цифрового канала на абонентских линиях.

## 10.2. ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ СВЯЗИ В АНАЛОГОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ

### РАЗМЕЩЕНИЕ ПРОМЕЖУТОЧНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Одна из основных задач техники многоканальной связи заключается в необходимости передачи сообщения на большие расстояния. Как было показано в гл. 1, при организации международной связи расстояние между оконечными устройствами (абонентами) может достигать ориентировочно 40 000 км. Максимальная дальность связи на территории Советского Союза составляет 13 900 км.

Независимо от дальности связи параметры и характеристики каналов передачи должны соответствовать нормам, гарантирующим соблюдение определенного качества связи: остаточное затухание каналов не должно превышать заданного значения, частотная и амплитудная характеристики канала не должны выходить за пределы шаблонов, должна выдерживаться норма защищенности от помех. Для выполнения этих условий в линейные тракты систем передачи включают усилители. При этом выдвигаются следующие основные требования:

усилители должны быть маломощными, энергия их электропитания должна быть небольшой;

независимо от дальности связи в любой точке тракта передачи разность между уровнями сигнала и помех не должна быть меньше некоторого допустимого значения;

должна быть обеспечена компенсация искажений, вносимых средой распространения.

При работе по проводным линиям связи указанные требования могут быть выполнены путем разделения физической цепи на сравнительно короткие участки и установки промежуточных усилителей в конце каждого из них. На рис. 10.4, а показана схема организации дальней связи, а на рис. 10.4, б — график изменения измерительного уровня вдоль тракта, называемый *д и а г р а м м о й у р о в н е й*. Диаграмма уровней строится обычно для канала, для которого затухание цепи максимально. На проводных линиях связи — это верхний по частоте канал.

На рис. 10.4 приняты следующие обозначения:  $OA$  — оконечная аппаратура;  $l_y$  — длина усилительного участка;  $S_y$  — усиление промежуточного усилителя;  $p_0$  — измерительный уровень на выходе промежуточного усилителя;  $p_l$  — измерительный уровень на входе промежуточного усилителя;  $p_n$  — уровень помех на усилительном участке;  $A_{3y}$  — защищенность на входе промежуточного усилителя;  $p_{с\text{ вых}}$  — измерительный уровень

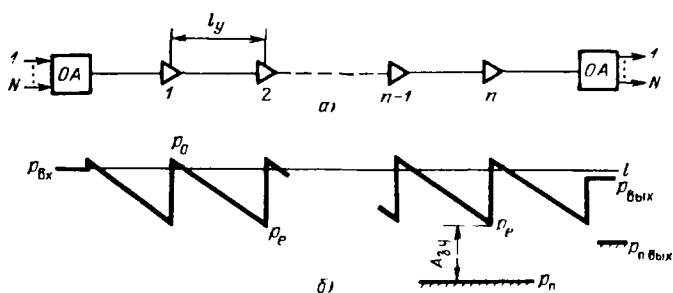


Рис. 10.4. Схема организации дальней связи

сигнала на выходе канала;  $P_{п\text{вых}}$  – уровень помех на выходе канала;  $A_{з\text{вых}}$  – защищенность на выходе канала.

Длина усилительных участков должна быть такой, чтобы защищенность  $A_{з\text{вых}}$  была не меньше некоторого нормируемого значения. Затухание усилительных участков определяется выражением  $A_{yч} = \alpha l_y$ , где  $\alpha$  – коэффициент затухания цепи. Для компенсации затухания и амплитудно-частотных искажений, вносимых физической цепью, должно выполняться условие  $S_{д} = \alpha l_y$  во всем линейном диапазоне частот.

Покажем, что защищенность  $A_{з\text{вых}}$  максимальна при равномерном размещении промежуточных усилителей, когда длины всех усилительных участков одинаковы.

Обозначим через  $A_{з\text{зм}}$  – защищенность на входе приемной оконечной станции. Пренебрегая помехами оконечной аппаратуры, получим  $A_{з\text{вых}} = A_{з\text{зм}}$ . Найдем  $A_{з\text{зм}}$  на магистрали, состоящей из двух усилительных участков различной длины –  $l_1$  и  $l_2$ , где  $l_1 < l_2$  (рис. 10.5). Назовем номинальной длину усилительного участка  $l_n = L/n$ , где  $n$  – число усилительных участков; при  $n = 2$ ,  $l_n = 0,5L$ . Очевидно,  $l_1 = l_n - \Delta l$ ,  $l_2 = l_n + \Delta l$ , где  $\Delta l = |l_n - l_i|$ ,  $i = 1, 2$ . Найдем значение  $\Delta l$ , при котором защищенность максимальна. Будем исходить из определения

$$A_{з\text{зм}} = 10 \lg (P_{с\text{м}}/P_{п\text{м}}), \quad (10.1)$$

где  $P_{с\text{м}}$  – мощность сигнала, а  $P_{п\text{м}}$  – мощность помех на входе оконечной станции. Мощность сигнала

$$P_{с\text{м}} = P_{с0} 10^{-0,1 \alpha l_2} = P_{с0} 10^{-0,1 \alpha (l_n + \Delta l)} \quad (10.2)$$

где  $P_{с0}$  – мощность сигнала на выходе промежуточного усилителя.

Мощность помех  $P_{п\text{м}}$  складывается из мощности помех, приходящих на вход оконечной станции с первого усилительного

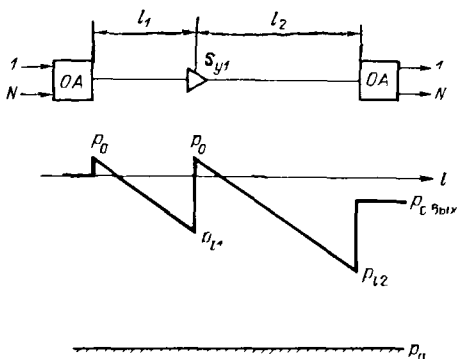


Рис. 10.5. Схема организации связи при двух усилительных участках различной длины

участка, и мощности помех, возникающих на втором усилительном участке. Так как уровень помех одинаков на всей магистрали, то мощность помех, возникающих на усилительных участках  $P_{пу}$ , не зависит от их длины:  $P_{пу} = 10^{0,1} P_{ш}$  мВт. Поэтому

$$P_{пм} = P_{пу} 10^{0,1} S_l 10^{-0,1 \alpha l_2} + P_{пу}.$$

Так как  $S_l = \alpha l_1 = \alpha (l_{ш} - \Delta l)$ , то

$$P_{пм} = P_{пу} (10^{-0,2 \alpha \Delta l} + 1). \quad (10.3)$$

В выражении (10.3) вынесем за скобки  $10^{-0,1 \alpha \Delta l}$ . Тогда

$$P_{пм} = P_{пу} 10^{-0,1 \alpha \Delta l} (10^{-0,1 \alpha \Delta l} + 10^{0,1 \alpha \Delta l}).$$

Принимая во внимание, что  $10 \approx e^{2,3}$  и что  $e^{-x} + e^x = 2 \operatorname{ch} x$ , последнее выражение перепишем в виде

$$P_{пм} = 2 P_{пу} 10^{-0,1 \alpha \Delta l} \operatorname{ch} 0,23 \alpha \Delta l. \quad (10.4)$$

Подставив в (10.1)  $P_{см}$  из выражения (10.2) и  $P_{пм}$  из (10.4), получим

$$A_{з\text{м}} = 10 \lg \frac{P_{с0} 10^{-0,1 \alpha l_{ш}}}{2 P_{пу}} \cdot \frac{1}{\operatorname{ch} 0,23 \alpha \Delta l},$$

откуда

$$A_{з\text{м}} = A_{з\text{уш}} - 10 \lg 2 - 10 \lg \operatorname{ch} 0,23 \alpha \Delta l,$$

$$\text{где } A_{з\text{уш}} = 10 \lg \frac{P_{с0} 10^{-0,1 \alpha l_{ш}}}{P_{пу}} \quad - \text{защищенность на входе}$$

промежуточного усилителя при номинальной длине усилительного участка.

Так как  $\text{ch } x = 1$  при  $x = 0$  и  $\text{ch } x > 1$  при  $|x| > 0$ , то  $A_{\text{ЗМ}}$  принимает максимальное значение  $A_{\text{ЗМ}} = A_{\text{ЗУН}} - 10 \lg 2$  при  $\Delta l = 0$ .

Таким образом, доказано, что защищенность от помех максимальна при равномерном ( $\Delta l = 0$ ) размещении промежуточных усилителей.

#### НАКОПЛЕНИЕ ПОМЕХ И ОГРАНИЧЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ СВЯЗИ

Рассмотрим магистраль, состоящую из  $n$  идентичных усилительных участков (см. рис. 6.26). Поскольку промежуточные усилители усиливают и полезный сигнал, и помеху, причем  $S_y = \alpha l_y$ , то мощность результирующей помехи на входе оконечной аппаратуры  $P_{\text{ПМ}} = n P_{\text{ПУ}}$ , а уровень результирующей помехи

$$P_{\text{ПМ}} = P_{\text{ПУ}} + 10 \lg n, \quad (10.5)$$

где  $P_{\text{ПУ}}$  — абсолютный уровень помех от одного усилительного участка.

Таким образом в аналоговых системах передачи с ЧРК уровень помех на входе оконечной аппаратуры тем больше, чем больше промежуточных усилителей, т. е. чем больше дальность связи. Это явление носит название **накопления помех**. Защищенность на входе оконечной станции  $A_{\text{ЗМ}} = p_l - p_{\text{ПМ}}$ , а так как  $p_l = p_0 - \alpha l_y$ , то, принимая во внимание выражение (10.5), имеем

$$A_{\text{ЗМ}} = p_0 - \alpha l_y - p_{\text{ПУ}} - 10 \lg n. \quad (10.6)$$

Для обеспечения необходимого качества связи защищенность  $A_{\text{ЗМ}}$  нормируется. Из (10.6) получаем

$$l_y = p_0 - p_{\text{ПУ}} - A_{\text{ЗМ}} / \alpha - 10 \lg n / \alpha. \quad (10.7)$$

Из (10.7) видно, что усилительные участки должны быть тем короче, чем больше число промежуточных усилителей, т. е. чем длиннее магистраль. Это обстоятельство, являющееся следствием накопления помех, очевидно, ограничивает возможную дальность связи.

Найдем максимальную длину магистрали  $L_{\text{max}}$ , при которой обеспечивается заданная защищенность  $A_{\text{ЗМ}}$ . Так как  $n = L / l_y$ , то из (10.7) следует

$$L = l_y B_M 10^{-0,1 \alpha l_y}, \quad (10.8)$$

где  $B_M = 10^{0,1 (p_0 - p_{\text{ПУ}} - A_{\text{ЗМ}})}$ . Обозначим через  $l_{y \text{ опт}}$  длину

усилительных участков, при которой длина магистрали максимальна. Из выражения (10.8) получаем

$$\frac{dL}{dl_y} = B_M 10^{-0,1 \alpha l_y} (1 - 0,23 \alpha l_y).$$

Откуда, полагая  $dL/dl_y = 0$ , имеем

$$\left. \begin{aligned} \alpha l_{y \text{ опт}} &= A_{y \text{ опт}} = 4,35, \\ l_{y \text{ опт}} &= 4,35/\alpha \text{ км}, \\ L_{\text{max}} &= 1,6 B_M / \alpha \text{ км}. \end{aligned} \right\} \quad (10.9)$$

Здесь  $A_{y \text{ опт}}$  — затухание усилительного участка оптимальной длины, дБ;  $l_{y \text{ опт}}$  и  $L_{\text{max}}$  — длины, км.

**Пример.** Рассчитаем  $L_{\text{max}}$  для системы передачи К-3600, обеспечивающей организацию 3600 каналов ТЧ по коаксиальной паре 2,6/9,4 км. Линейный сигнал этой системы занимает полосу частот от 812 до 17596 кГц (без учета сигналов, используемых для контроля измерительных уровней и уровня помех). Для верхнего по спектру канала  $\rho_0 = -26$  дБм,  $\rho_{\text{пу}} = -135$  дБм,  $A_{\text{зм}} = 40$  дБ,  $\alpha = 10$  дБ/км. Подставляя эти данные в расчетные формулы, получаем  $B_M = 7,94 \cdot 10^6$ ;  $l_{y \text{ опт}} = 0,435$  км;  $L_{\text{max}} = 1,27 \cdot 10^6$  км.

Результаты расчета показывают, что хотя теоретически дальность связи в системах с ЧРК ограничена, однако максимально возможная длина магистрали настолько велика, что это ограничение не имеет практического значения. В системе К-3600 принята номинальная длина усилительного участка  $l_y = 3$  км. При этом по формуле (10.8) получаем  $L = 23820$  км. Для упрощения расчетов паспортные данные системы К-3600 округлены.

Формулы (10.8) и (10.9) получены при условии, что мощности флуктуационных и нелинейных помех на магистрали суммируются. В действительности закон накопления нелинейных помех имеет более сложный характер. Более точная методика расчета изучается в курсе "Многоканальные системы передачи"

### 10.3. ДАЛЬНОСТЬ СВЯЗИ, ОБЕСПЕЧИВАЕМАЯ ЦИФРОВЫМИ СИСТЕМАМИ ПЕРЕДАЧИ

#### СТРУКТУРА ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА ЦСП

Как отмечалось в гл. 3, основным достоинством цифровых методов передачи сигналов является возможность их периодической регенерации, т. е. восстановления с заданной точностью амплитуды, формы и временных характеристик цифрового сигнала. Поэтому линейный тракт ЦСП содержит устройства для осуществления регенерации — регенераторы, периодически включаемые на определенном расстоянии один от другого.

Схема регенератора приведена на рис. 10.6, а временная диаграмма его работы — на рис. 3.7.

В процессе прохождения цифрового сигнала по линии из-за неидеальности ее амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик форма сигнала искажается, из-за затухания линии уменьшается уровень сигнала. Поэтому во входном корректирующем усилителе (КУ) регенератора происходит усиление сигнала и коррекция искажений, вносимых предыдущим участком линии. Сигнал на выходе КУ должен иметь форму и напряжение, при которых решающее устройство (РУ) сможет в каждый тактовый момент определить, какой символ ("0" или "1") поступил на вход регенератора. При передаче цифровых сигналов импульсами постоянного тока РУ представляет собой пороговую схему. Превышение порогового уровня в тактовый момент означает наличие на входе регенератора символа "1", обратная ситуация — наличие символа "0".

Если принято решение о наличии на входе символа "1", формирователь импульсов (ФИ) генерирует прямоугольный импульс. Таким образом восстанавливается исходная форма цифрового сигнала. При решении о наличии символа "0" формирователь импульсов не формирует сигнал. Решение и формирование импульсов происходят в тактовые моменты, которые определяются на основе анализа входного колебания выделителем тактовой частоты (ВТЧ). В простейшем случае ВТЧ представляет собой контур, настроенный на тактовую частоту цифрового сигнала. Чаще ВТЧ содержит собственный автогенератор, частота которого подстраивается под воздействием входного сигнала.

Синхронизация работы ФИ от ВТЧ обеспечивает устранение флуктуаций временного положения импульсов, возникающих в процессе их передачи. Таким образом, на выходе ФИ имеется полностью регенерированный групповой цифровой сигнал.

Отметим, что принятие решения и формирование импульсов — функционально разные задачи, но обычно РУ и ФИ конструктивно выполняются в виде одного устройства.

Цифровые сигналы передаются по разным линиям передачи — кабельным, волоконно-оптическим, радиорелейным, спутниковым. В зависимости от используемой среды распространения

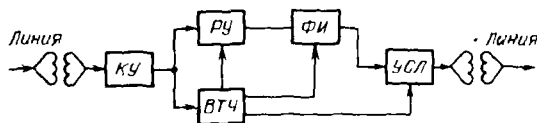


Рис. 10.6. Схема регенератора



сигналам в линии придают различный вид, при котором параметры сигнала в наибольшей степени согласованы с параметрами линии.

Преобразование потока символов в код линии происходит в устройстве согласования с линией (УСЛ). Работой УСЛ также управляет ВТЧ. Вход и выход регенератора связаны с линией через трансформаторы.

На приведенной функциональной схеме не обозначены многие вспомогательные блоки регенератора. В целом же регенератор представляет собой весьма сложное и дорогое устройство. С целью снижения стоимости и упрощения аппаратуры линейного тракта ЦСП иногда между регенераторами включают обычные усилители. Такой тракт называют гибридным. Гибридный тракт на участке между двумя регенераторами обладает свойствами аналогового, т. е. в нем происходит накопление помех. Поэтому число последовательно включенных усилителей должно выбираться, исходя из условия последующей регенерации сигнала с заданной вероятностью ошибки.

#### КОДЫ ЦИФРОВОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Сигнал на выходе ФИ (рис. 10.7) представляет собой последовательность однополярных импульсов, соответствующих передаче символов "1". Энергетический спектр этой последовательности состоит из двух частей — дискретной ( $G_D$ ) и непрерывной ( $G_H$ ). Дискретная часть содержит постоянную составляющую и составляющие на тактовой ( $f_T$ ) и кратных ей частотах. При длительности импульса  $\tau = T/2$  в спектре присутствуют только нечетные гармоники  $f_T$  (рис. 10.8).

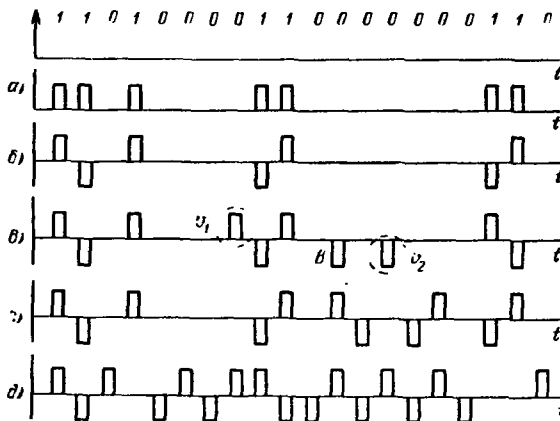


Рис. 10 7 Форма сигнала линии при разных способах кодирования

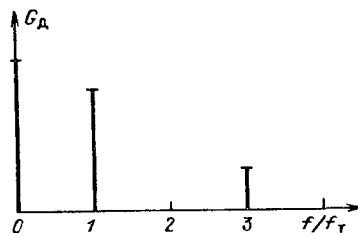


Рис. 10.8. Дискретная часть спектра последовательности однополярных импульсов

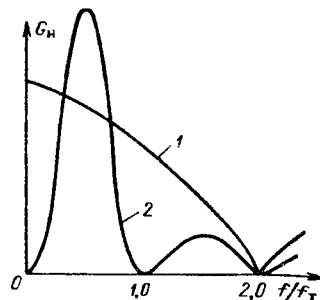


Рис. 10.9. Непрерывная часть спектра однополярной последовательности импульсов (1) и квазитрочного кода (2)

Непрерывная часть спектра изображена на рис. 10.9 (кривая 1). Теоретически этот спектр бесконечен, но основная его часть расположена в пределах от 0 до  $f_T$ . Если сопоставить этот спектр с характеристиками передачи реальных линий связи, то можно увидеть их значительное несоответствие. Во-первых, наличие линейных трансформаторов и переходных емкостей в усилителях и регенераторах препятствует прохождению постоянной составляющей сигнала; во-вторых, из-за потерь линии в области высоких и низких частот будут ослаблены соответствующие компоненты сигнала. Потеря постоянной составляющей в принципе может быть скомпенсирована, и наибольшее влияние на форму сигнала оказывают искажения, связанные с ослаблением его высокочастотных и низкочастотных составляющих. Искажения в области высоких частот приводят к увеличению длительности фронтов отдельных импульсов, а искажения низкочастотной части спектра сигнала приводят к плаванию его базовой (нулевой) линии. Наглядно результат прохождения однополярной последовательности импульсов через реальную линию связи

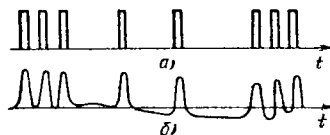


Рис. 10.10. Прохождение однополярной последовательности импульсов через реальную линию связи

показан на рис. 10.10, где приведены исходный сигнал (рис. 10.10, а) и сигнал на выходе линии (рис. 10.10, б). Плавание базовой линии зависит от вида передаваемой последовательности и по существу определяет непрерывное изменение порога срабатывания регенера-

тора. При этом возрастает число ошибок регенерации, что недопустимо.

Недостатком рассмотренного представления цифровой информации является и то, что при появлении длинных последовательностей нулей в сигнале отсутствуют импульсы и, следовательно, отсутствует опорное колебание для работы выделителя тактовой частоты регенератора.

Во избежание искажений сигнала из-за ограничений амплитудно-частотных характеристик тракта и трудностей формирования тактовой частоты применяют дополнительное преобразование двоичного цифрового сигнала. Эта операция, часто называемая **линейным кодированием**, не всегда означает замену исходного двоичного цифрового потока какой-либо иной последовательностью символов. Речь в данном случае идет о том, что сигнальное описание двоичной цифровой последовательности, когда символ "1" отображается импульсом, а символ "0" — пробелом, заменяется представлением цифрового потока в виде такого сигнала, характеристики которого в большей степени соответствуют параметрам линии. Полученный в результате преобразования сигнал называют **кодом линии**.

К коду линии предъявляют следующие основные требования:

1. Однозначность декодирования. Это требование означает, что из сигнала линии должна однозначно формироваться исходная последовательность двоичных символов.

2. В энергетическом спектре сигнала должны быть ослаблены низкочастотная и высокочастотная составляющие.

3. В сигнале должна быть обеспечена высокая плотность импульсов, т. е. число импульсов, определяющих тактовые интервалы, должно быть существенно больше числа пробелов.

В зависимости от используемой среды распространения применяют различные коды линии. В радиорелейных линиях, например, это те или иные виды фазовой или частотной манипуляции. В кабельных линиях распространена передача цифровых сигналов импульсами постоянного тока. При этом сигналы в линии могут быть двухуровневыми и многоуровневыми. Из многоуровневых чаще всего используют трехуровневые сигналы. Двухуровневые сигналы могут принимать в процессе передачи значения напряжения "+", и "-", трехуровневые — значения "+", "-", и нулевой (пробел). Обозначать эти уровни будем символами "+", "-", и П. Для передачи двоичного цифрового потока можно использовать как двухуровневые, так и трехуровневые сигналы. Если перед передачей по линии исходный двоичный поток преобразуется в код с основанием, боль-

Таблица 10.1

Символ	+1	-1	0
Уровень	+	-	П

шим чем два, необходимо использовать многоуровневые сигналы. Так, при троичном кодировании применяют, например, такое соответствие символов и уровней передаваемых импульсов (табл. 10.1). Таблица соответствия может быть и иной, но обязательно заранее обусловленной.

Для описания сигнала в линии достаточно определять последовательность передачи его уровней. Так, запись "+, +, П, -" означает, что в линию в течение двух тактов передаются подряд два импульса положительной полярности, затем по одному такту — пробел и отрицательный импульс.

Важной характеристикой сигнала линии, определяющей его свойства, является цифровая сумма. Ц и ф р о в о й с у м м о й  $n$ -уровневого сигнала электросвязи называется алгебраическая сумма амплитуд импульсов в отрезке  $n$ -уровневого сигнала, отнесенная к абсолютному значению разности соседних по величине уровней. Так, у последовательности импульсов "+ + П - + +" цифровая сумма равна (+3), а у последовательности "- - - П + -" цифровая сумма равна (-3).

Цифровая сумма может быть подсчитана для любого отрезка сигнала. Разность между максимально и минимально возможными значениями цифровой суммы называют в а р и а ц и е й ц и ф р о в о й с у м м ы. Если вариация цифровой суммы имеет конечное значение, код линии называют с б а л а н с и р о в а н н ы м. Сбалансированные коды часто строят таким образом, чтобы следующие друг за другом отрезки сигнала имели противоположные по знаку цифровые суммы. Тогда в более длинном отрезке сигнала вариация цифровой суммы уменьшается. Соответственно уменьшается уровень низкочастотных составляющих в спектре линейного сигнала. Коды такого вида называют п о п а р н о с б а л а н с и р о в а н н ы м и.

Рассмотрим основные виды кодов линии.

Простейшим из них является к в а з и т р о и ч н ы й, называемый также кодом с чередованием полярностей импульсов (ЧПИ). Преобразование исходного двухуровневого кода (см. рис. 10.7, а) в квазитроичный заключается в перемене полярности каждого последующего импульса на противоположную по отношению к предыдущему. Форма сигнала при квазитроичном коде показана на рис. 10.7, б, а его энергетический спектр на рис. 10.9. Квазитроичный код является попарно сбалансиро-

ванным, его цифровая сумма меняется от  $+1$  до  $-1$ . Соответственно вариация цифровой суммы равна двум.

Постоянная составляющая в спектре такого кода отсутствует, уровень низкочастотных компонент весьма мал, а основная энергия спектра концентрируется в районе полутактовой частоты. Благодаря этому при использовании квазитроичного кода у сигнала, прошедшего линию, не возникает плавания базовой линии. При ЧПИ-коде для передачи используются три уровня, но тем не менее код остается двоичным. Уровни "+" и "-" соответствуют символу "1", а нулевой пробел — символу "0".

Недостатком квазитроичного кода является трудность выделения тактовой частоты, поскольку плотность импульсов у него такая же, как и у исходного двухуровневого кода. При применении в линейном тракте квазитроичного кода часто на исходный сигнал накладываются условия, состоящие в том, что серия из последовательно передаваемых нулей не должна быть больше заданной. При этом в зависимости от инерционности схем ВТЧ регенератора в исходном двоичном цифровом потоке допускается появление от 16 до нескольких десятков нулей подряд. Благодаря своей простоте и хорошим спектральным свойствам квазитроичный код получил широкое распространение, однако возникающие при его использовании трудности синхронизации привели к появлению класса кодов линии, у которых ограничивается число последовательных нулей вне зависимости от длины нулевой последовательности в исходном цифровом потоке. Эти коды носят название кодов с высокой плотностью единиц (КВП —  $N$ ). Правило их формирования совпадает с правилом формирования ЧПИ-кода до тех пор, пока между символами "1" не появится подряд  $N+1$  символов "0". В этом случае последовательность нулей заменяется комбинацией вида  $000 \dots 0\upsilon$  или  $000 \dots 0B\upsilon$ . Здесь  $B$  — импульс кода линии, полярность которого противоположна полярности предшествующего импульса;  $\upsilon$  — импульс кода линии, полярность которого совпадает с полярностью предшествующего импульса. Таким образом, число подряд следующих нулей не может быть больше  $N$ . Выбор той или иной комбинации для замены производится таким образом, чтобы обеспечивалось чередование полярности появляющихся в разных местах линейного сигнала импульсов  $\upsilon$ . При этом числа импульсов с положительной и отрицательной полярностями в сигнале выравниваются и, следовательно, КВП-коды являются попарно сбалансированными. Для кода КВП-3 ( $N=3$ ) вид линейного сигнала показан на рис. 10.7, в. В этом случае каждые четыре последовательных нуля заменяются комбинацией  $000\upsilon$  или  $0B0\upsilon$ . У сигнала, приведенного на

рис. 10.7, в, такая замена произведена дважды. В этом случае использована замена на  $000v$  и дополнительный импульс  $v_1$ , обозначенный кружком, имеет положительную полярность. Второй дополнительный импульс  $v_2$ , также обведенный кружком, должен иметь отрицательную полярность. Чтобы обеспечить эту возможность, необходима замена нулей комбинацией второго вида, т. е. добавление отрицательного импульса  $B$ .

У КВП-кодов число подряд следующих нулей не может быть больше  $N$ , что определяет улучшение условий выделения сигнала синхронизации при их использовании по сравнению с ЧПИ-кодом. В то же время переход к КВП-кодам увеличивает вдвое вариацию цифровой суммы.

Однозначность декодирования КВП-кодов обеспечивается путем обнаружения в пункте приема нарушения чередования полярностей и устранения дополнительных импульсов.

Недостатком КВП-кодов является размножение ошибок при их декодировании. Если, например, при использовании кода КВП-3 в последовательности "+ — П +" произойдет ошибка при передаче второго символа и он будет заменен на пробел, то возникает последовательность "+ П П +", которая будет расшифрована как  $B00v$  и заменена четырьмя нулями при декодировании. Таким образом, на нули будут заменены символы "1", которым соответствовала передача сигналов "+", и вместо одной ошибки появятся три. В иных ситуациях ошибки могут не размножаться. В среднем коэффициент размножения ошибок составляет примерно 1,2.

Близким по характеристикам к КВП-кодам является код  $B6ZS$ . При его использовании шесть нулей всегда замещаются комбинацией вида  $0vB 0vB$ . Это означает, что замещающий сигнал имеет вид "П + — П — +", если предыдущий импульс был положительным, и "П — + П + —", если предшествующий импульс был отрицательным. Вид линейного сигнала  $B6ZS$  показан на рис. 10.7, г. Код  $B6ZS$  является попарно сбалансированным, постоянная составляющая у него отсутствует.

Во многих случаях исходный двоичный сигнал преобразуется в код линии делением последовательности двоичных символов на группы и заменой каждой из этих групп группой кода линии с другим основанием. Такие коды принято обозначать двумя буквами и двумя цифрами. Первая цифра определяет, какое число символов исходного кода входит в перекодируемую группу. Затем следует буква  $B$  (binary), определяющая двоичное основание системы счисления исходного кода. Вторая цифра соответствует числу символов в каждой группе кода линии. Наконец, вторая буква — обозначает основание его

системы счисления :  $T$  – троичное (Терпагу),  $Q$  – четверичное (Quaternary) и т. д. Например, запись кода  $3B2T$  обозначает преобразование групп из трех двоичных символов в группы из двух троичных,  $6B4Q$  – преобразование шести двоичных символов в четыре четверичных.

Примером кода типа  $2B2T$  является парно-избирательный троичный (ПИТ) код. В процессе его формирования входной двоичный поток разбивается на пары символов и каждой такой паре ставится в соответствие пара троичных символов кода линии. Правило формирования ПИТ-кода определяется табл. 10.2.

Т а б л и ц а 10.2

Двоичный код	Пит-код	Условие выбора
00	- +	-
11	+ -	-
01	+ П	Если предыдущая пара 01 или 10 была представлена через "-П" или "П-"
	- П	Если предыдущая пара 01 или 10 была представлена через "+ П" или "П +"
10	П -	Если предыдущая пара 01 или 10 была представлена через "+ П" или "П +"
	П +	Если предыдущая пара 01 или 10 была представлена через "- П" или "П -"

Из табл. 10.2 видно, что пары символов 00 и 11 преобразуются всегда однозначно, а пары 01 и 10 преобразуются таким образом, чтобы положительные и отрицательные импульсы встречались одинаково часто. Тогда ПИТ-код оказывается попарно сбалансированным. При обратном преобразовании однозначность декодирования определяется тем, что пары символов кода линии "+ +" и "- -" при кодировании не формируются и, следовательно, два подряд следующих символа "+ +" или "- -" относятся к разным парам. Появление одного из этих сочетаний позволяет разделить троичный сигнал на пары и восстановить исходный цифровой поток. Последовательность импульсов, соответствующая преобразованию в ПИТ-код, показана на рис. 10.7, д. При использовании ПИТ-кода не может

возникнуть более двух пробелов подряд, вариация цифровой суммы равна трем.

Как и все рассмотренные выше коды, ПИТ-код является квазитроичным, поскольку для передачи двоичных символов используются три уровня. Частота следования троичных символов у рассмотренных кодов совпадает с тактовой частотой  $f_T$  исходного двоичного кода. Энергетические спектры КВП, В6ZS и ПИТ-кодов мало отличаются от спектра ЧПИ-кода. Основная их энергия заключена в диапазоне от 0 до  $f_T$ .

Снижение скорости передачи сигнала в линии может быть достигнуто переходом к кодам с основанием более высоким, чем два. При использовании многоуровневых кодов между тактовым интервалом многоуровневого кода  $T_M$ , тактовым интервалом двоичного кода  $T$ , числом многоуровневых  $n_M$  и двоичных  $n_D$  импульсов, передаваемых в течение фиксированного интервала времени, может быть установлено следующее отношение:

$$T_M \cdot n_M = T n_D. \quad (10.10)$$

Отсюда необходимая скорость передачи многоуровневого кода

$$f_{TM} = \frac{1}{T_M} = f_T \frac{n_M}{n_D}, \quad (10.11)$$

где  $f_T$  — тактовая частота следования символов в исходном двоичном коде.

При переходе от двоичного кода к коду с основанием  $M$  процедура преобразования состоит в замене группы двоичных символов группой  $M$ -ичных символов. Очевидным требованием при этом является то, что возможных групп  $M$ -ичных символов должно быть, по крайней мере, не меньше групп двоичных символов. Поскольку из  $n_D$  двоичных символов может быть образовано  $2^{n_D}$  их различных сочетаний, а из  $M$ -ичных символов —  $M^{n_M}$  сочетаний, условие, при котором возможно перекодирование, записывается так:

$$M^{n_M} \geq 2^{n_D}. \quad (10.12)$$

Отсюда

$$n_M \log_2 M \geq n_D. \quad (10.13)$$

Подставив (10.13) в (10.11), получим

$$f_{TM} \geq f_T \frac{1}{\log_2 M}. \quad (10.14)$$



Из (10.14) видно, что переход к троичному коду позволяет предельно снизить скорость передачи символов в линии — в 1,58 раза, а переход к четверичному — в 2 раза. Троичным символам при этом должны соответствовать трехуровневые сигналы, четверичным — четырехуровневые.

Обычно, однако, коды линии характеризуются определенной избыточностью, связанной с тем, что для передачи кодовых групп двоичных символов используется только часть сочетаний *M*-ичных символов. Делается это с разными целями, в частности, для упрощения устройств преобразования, облегчения условий выделения тактовой частоты из линейного сигнала, улучшения сбалансированности кода.

Количественно избыточность оценивается величиной

$$r = \frac{n_{\text{м}}}{n_{\text{д}}} \log_2 M - 1 \quad (10.15)$$

и измеряется, как правило, в процентах. У кодов, позволяющих предельно снизить скорость передачи,  $r = 0$ . В других случаях  $r > 0$ .

Рассмотрим один из распространенных многоуровневых кодов, а именно код *3B2T*. Он формируется путем преобразования групп из трех двоичных символов в группы из двух троичных символов. Число возможных сочетаний двоичных символов в этом случае равно  $2^3 = 8$ , число возможных групп троичных символов —  $3^2 = 9$ . Следовательно, одна группа троичных символов может не применяться. Целесообразно не использовать группу, состоящую из двух нулей. Тогда в каждой из оставшихся будет, по крайней мере, по одному троичному символу, а значит, линейный сигнал будет иметь высокую плотность импульсов. Один из вариантов преобразования кода *3B2T* приведен в табл. 10.3.

Таблица 10.3

Сочетание двоичных символов	Сочетание троичных символов	Сигналы в линейном тракте	Сочетание двоичных символов	Сочетание троичных символов	Сигналы в линейном тракте
000	0 1	П +	100	1 1	++
001	0-1	П -	101	-1-1	-+
010	1 0	+П	110	-1 1	-+
011	-1 0	-П	111	1-1	+-

В соответствии с (10.11) тактовая частота сигналов линии  $f_{T3} = \frac{2}{3}f_T$ , что означает снижение ее по сравнению с передачей двоичных символов в  $f_T/f_{T3} = 1,5$  раза. Эта величина меньше предельно возможной и равной 1,58, поскольку из девяти троичных комбинаций для построения кода взято только восемь. Избыточность кода  $3B2T$  равна в соответствии с (10.15) 5,66%.

Увеличивая избыточность, можно придать коду дополнительные свойства. Хорошей сбалансированностью обладают, например, коды типа  $4B3T$  (*MS-43*, *FOMOT* и др.). Избыточность этих кодов составляет 18,87%. Скорость передачи символов у кода  $4B3T$  меньше, чем у двоичного кода не на 50%, как это предельно возможно, а на 33%. Зато коды  $4B3T$  можно построить так, чтобы снизить цифровую сумму и уменьшить уровень низкочастотных составляющих в спектре линейного сигнала. Эта возможность определяется следующим. Из четырех двоичных сигналов могут быть составлены  $2^4 = 16$  различных комбинаций, из трех троичных —  $3^3 = 27$ . При построении кодовой таблицы из 27 троичных комбинаций надо выбрать 16 наиболее благоприятных. Комбинацию, состоящую из трех нулей, целесообразно не использовать, чтобы ограничить число нулей, идущих подряд в цифровой потоке. Из оставшихся комбинаций шесть обладают нулевой цифровой суммой и являются сбалансированными. Это комбинации вида "+ 10 - 1", "0 +1 - 1, +1 - 1 0", "-10 +1", "0 - 1 +1, -1 +10". Еще десять комбинаций выбирают, исходя из ограничения цифровой суммы. Для этой цели используется принцип смены мод. Сущность его состоит в том, что представление двоичных кодовых групп в виде троичных может быть осуществлено на основе не одной, а трех различных таблиц (мод). В процессе кодирования выбирается та из них, применение которой ограничивает значение цифровой суммы. Правило преобразования для кода *MS-43* определено в табл. 10.4.

Т а б л и ц а 10.4

Двоичные группы	Троичные группы		
	$R_1$	$R_2$	$R_3$
0 0 1 0	+1 +1 +1	-1 +1 -1	-1 +1 -1
0 0 0 1	+1 +1 0	0 0 -1	0 0 -1
0 0 0 0	+1 0 +1	0 -1 0	0 -1 0
0 1 0 0	0 +1 +1	-1 0 0	-1 0 0

Двоичные группы	Троичные группы		
	$R_1$	$R_2$	$R_3$
1 0 0 0	+1 -1 +1	+1 -1 +1	-1 -1 -1
0 0 1 1	0 -1 +1	0 -1 +1	0 -1 +1
0 1 0 1	-1 0 +1	-1 0 +1	-1 0 +1
1 0 0 1	0 0 +1	0 0 +1	-1 -1 0
1 0 1 0	0 +1 0	0 +1 0	-1 0 -1
1 1 0 0	+1 0 0	+1 0 0	0 -1 -1
0 1 1 0	-1 +1 0	-1 +1 0	-1 +1 0
1 1 1 0	+1 -1 0	+1 -1 0	+1 -1 0
1 1 0 1	+1 0 -1	+1 0 -1	+1 0 -1
1 0 1 1	0 +1 -1	0 +1 -1	0 +1 -1
0 1 1 1	-1 +1 +1	-1 +1 +1	-1 -1 +1
1 1 1 1	+1 +1 -1	+1 -1 -1	+1 -1 -1

Код содержит три моды:  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$ . Выбор той или иной из них в процессе кодирования производится на основе вычисления цифровой суммы, которая на границах кодовых слов может находиться в пределах от 1 до 4. Если цифровая сумма равна 1, для передачи используется мода  $R_1$ . При цифровой сумме, равной 2 или 3, кодируют в соответствии с модой  $R_2$ . Если цифровая сумма достигла значения 4, применяют моду  $R_3$ . Троичные кодовые группы подобраны таким образом, что при декодировании каждой из них соответствует только определенная комбинация двоичных символов. Поэтому при декодировании нет необходимости определять, в соответствии с какой модой осуществлялось кодирование. Ограничение цифровой суммы обеспечивает малый уровень низкочастотных составляющих в спектре кода.

В коде *MS-43* возможно появление не более четырех нулей подряд на границе двух кодовых групп. Это обстоятельство используется для разделения непрерывного потока на группы.

#### СКРЕМБЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА

В ряде случаев для исключения из цифрового сигнала длинных последовательностей одинаковых символов, а также периодически повторяющихся пачек символов исходный двоичный сигнал перед преобразованием в код линии подвергается дополнительному перекодированию, при котором ему придается

свойства случайного потока. Операция, совершаемая при этом, называется скремблированием сигнала и состоит в суммировании "по модулю 2" с исходным сигналом псевдослучайных последовательностей (ПСП), содержащих определенное (равное  $2^n - 1$ , где  $n$  — целое) число символов. Эти последовательности, будучи в действительности детерминированными, удовлетворяют трем критериям случайности:

1. В каждом периоде последовательности число символов "1" отличается от числа символов "0" не более, чем на единицу.

2. В течение периода последовательности половина серий единиц и нулей имеет длину 1, одна четверть — 2, одна восьмая — 3 и т. д. до тех пор, пока это продолжение имеет смысл. Серия называется последовательность одинаковых цифр.

3. Если последовательность почленно сравнить с любым ее циклическим сдвигом в течение периода последовательности, то можно отметить, что число совпадений отличается от числа несовпадений не более, чем на единицу, а при сложении "по модулю 2" этой последовательности с ее циклическим сдвигом образуется новая циклическая перестановка исходной последовательности.

Например, при  $n = 4$  псевдослучайная последовательность, удовлетворяющая указанным требованиям, имеет вид 000100110101111. Число символов в этой последовательности равно 15. Число единиц в ней равно восьми, число нулей — семи, что удовлетворяет критерию 1. Критерий 2 также удовлетворяется, так как в этой последовательности имеется восемь различных серий, в том числе четыре серии единиц и четыре серии нулей. Из них две серии единиц и две серии нулей (4 из 8) имеют длину 1, по одной серии единиц и нулей имеют длину 2 (2 из 8) и одна серия из восьми содержит три нуля. Сдвинув последовательность на любое число символов и сравнив ее с исходной, можно убедиться в справедливости критерия 3. Так, при сдвиге на три элемента

000100110101111  
111000100110101

видим, что в этих строках символы совпадают 7 раз и не совпадают 8 раз. Сложение этих последовательностей "по модулю 2" приводит к образованию последовательности 111100010011010, которая является циклической перестановкой исходной последовательности. Псевдослучайные последовательности, удовлетворяющие указанным трем критериям, называются последовательностями максимальной длины и формируются с помощью

регистров сдвига с обратными связями. Отметим, что обычно выбирают  $n > 10$ , что соответствует длине ПСП более 1023 символов.

Сигнал, образованный суммированием входного двоичного потока и периодически повторяемых последовательностей максимальной длины, сохраняет свойства псевдослучайного сигнала и называется скремблированным. Вероятности появления символов "0" и "1" в нем одинаковы, поэтому вероятность образования серии из  $k$  нулей подряд в нем равна  $p = 0,5^k$ . При  $k = 20$   $p_{20} \approx 10^{-6}$ . Такой сигнал обладает достаточно хорошими свойствами для выделения из него сигнала синхронизации. Поэтому скремблирование особенно эффективно при использовании линейных ЧПИ-кодов. При декодировании скремблированного сигнала происходит вычитание ПСП-составляющей из суммарного цифрового сигнала и восстановление за счет этого исходного цифрового потока.

#### МЕЖСИМВОЛЬНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ И ИХ КОРРЕКЦИЯ

Все реальные линии связи ограничены по полосе пропускания и имеют неравномерную амплитудно-частотную характеристику. В силу этого форма импульсов, передаваемых по линии, искажается, их длительность возрастает и, когда она становится больше тактового интервала, импульсы в линии перекрываются. Такое взаимное наложение импульсов носит название межсимвольной интерференции (МСИ). Межсимвольная интерференция изменяет мгновенные значения сигнала в моменты их стробирования при регенерации и приводит таким образом к увеличению вероятности ошибок при детектировании.

На рис. 10.11, а показана импульсная последовательность, а на рис. 10.11, б – сигнал, получающийся в результате ее прохождения через линию связи. Штрихпунктиром на рис. 10.11, б показана форма тактиков на каждый из элементов входного сигнала. Из рассмотрения рисунка видно, что МСИ приводит к уменьшению амплитуды импульсов, причем величина этого снижения  $\Delta u$  в каждый момент зависит от вида передаваемого импульсного сигнала. В наихудших условиях находится импульс с длительностью, равной тактовому интервалу, окруженный импульсами противоположной полярности. Его амплитуда снижается в наибольшей степени.

Наглядно оценить величину возникающей при передаче импульсов МСИ можно по так называемым глаз-диаграммам. Глаз-диаграмма представляет собой изображение прошедшего через линию импульсного сигнала на экране осциллографа, если он синхронизирован со скоростью передачи сим-

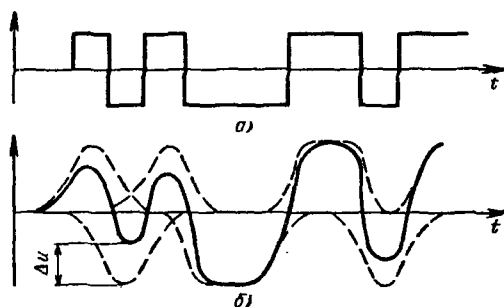


Рис. 10.11. Прохождение импульсного сигнала через линию в условиях межсимвольной интерференции

волов. Входная последовательность при этом должна содержать все возможные сочетания символов на нескольких тактовых интервалах. Обычно при рассмотрении глаз-диаграммы на вход канала подают сигнал ПСП. Глаз-диаграмма для двухуровневого сигнала показана на рис. 10.12. Замкнутая фигура в центре глаз-диаграммы определяет область принятия решения при регенерации, т. е. ту область, в пределах которой могут выбираться порог срабатывания регенератора и момент стробирования. Диапазон возможных значений порога обозначен буквой  $D$ , интервал изменения момента стробирования  $\Delta T$ . Вероятность ошибки минимальная, если момент стробирования выбран в точке  $t_1$ , соответствующей середине тактового интервала, так как сигнал в этот момент максимален. Оптимальный порог срабатывания регенератора  $a_0$  определяется пересечением положительной и отрицательной полуволн сигнала и численно равен (см. § 3.1) половине амплитуды одиночного импульса. Поскольку на рис. 10.11 и 10.12 рассматривался двуполярный сигнал, оптимальный порог срабатывания регенератора является нулевым.

Вид глаз-диаграммы при передаче трехуровневых сигналов изображен на рис. 10.13. Это глаз-диаграмма имеет две области решения, соответствующие передаче положительных и отрицательных импульсов.

Для уменьшения МСИ при заданной скорости передачи информации применяется коррекция амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик каналов связи. Коррекция осуществляется таким образом, чтобы обеспечить наибольшую удельную скорость передачи символов в канале ( $C$ ), равную отношению абсолютного значения скорости передачи к полосе пропускания канала.

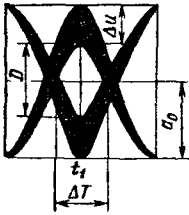


Рис. 10.12. Глаз-диаграмма для двухуровневых сигналов

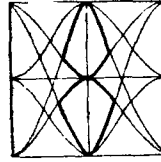


Рис. 10.13. Глаз-диаграмма для трехуровневых сигналов

Установлено, что МСИ в тактовые моменты отсутствует, если скорректированный импульс имеет спектр, описываемый выражением

$$S(\omega) = \begin{cases} U_{max} T \text{ для } |\omega| < \frac{\pi}{T} (1 - \rho), \\ U_{max} T \left[ 1 - \sin \frac{T}{2\rho} \left( \omega - \frac{\pi}{T} \right) \right] \text{ для } \frac{\pi}{T} (1 - \rho) \leq \omega \leq \frac{\pi}{T} (1 + \rho), \\ \frac{\pi}{T} (1 - \rho) \leq \omega \leq \frac{\pi}{T} (1 + \rho), \end{cases} \quad (10.16)$$

и форму

$$u(t) = U_{max} \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \cdot \frac{\cos(\pi t/T)}{1 - (4\rho^2/T^2) t^2}. \quad (10.17)$$

Здесь  $U_{max}$  – амплитуда импульса;  $\rho$  – коэффициент сглаживания ( $0 \leq \rho \leq 1$ ).

Для разных значений коэффициента сглаживания графики  $S(\omega)$  и  $u(t)$  приведены на рис. 10.14 и 10.15. Из рис. 10.15 видно, что особенностью формы этих импульсов является

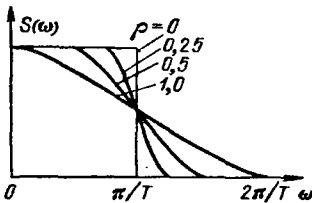


Рис. 10.14. Форма спектра скорректированных импульсов

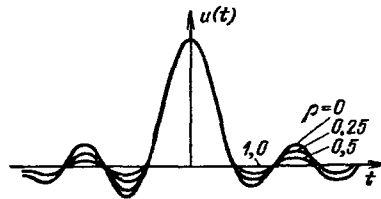


Рис. 10.15. Форма скорректированных импульсов

наличие пересечений с осью времени во все тактовые моменты, кроме  $t = 0$ . Этим и объясняется, что в каждый тактовый момент существует только один импульс, и, следовательно, МСИ в данные моменты отсутствует.

При  $\rho = 0$  спектр ограничивается частотой  $f = 1/2T$ . Поскольку максимальная скорость передачи символов равна  $1/T$  бит/с, удельная скорость передачи составляет в данном случае  $C = 2$  бит/с Гц. Эта удельная скорость передачи является максимально достижимой для двоичных каналов и называется пределом Найквиста. При значении  $C$ , близком к пределу Найквиста, раскрыв глаз-диаграммы по оси времени (значение  $\Delta T$ ) стремится к нулю, что определяет резкое возрастание вероятности ошибки даже при небольшом отклонении момента стробирования от тактового. При  $\rho = 1$  скорость  $C = 1$  бит/с Гц, но зато значительно облегчаются требования к точности синхронизации при стробировании.

Следует отметить, что на практике используют импульсы и другой, в частности колокольной формы, реализация которых осуществляется более просто.

#### ОСОБЕННОСТИ НАКОПЛЕНИЯ ОШИБОК В ЛИНЕЙНОМ ТРАКТЕ ЦСП

Линейный тракт ЦСП, как было отмечено, содержит регенераторы, включенные на определенном расстоянии один от другого. В процессе регенерации возможно появление ошибок, вероятность которых определяется выражением (3.3). Если шум имеет нормальное распределение, плотность вероятности распределения его мгновенных значений описывается выражением

$$\omega_{\zeta}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp(-x^2/\sigma^2), \quad (10.18)$$

где  $\sigma^2$  — дисперсия шума. Подставив это выражение в (3.3), получим для вероятности ошибки регенерации

$$p_{\text{ош}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{U_{\text{max}}/2}^{\infty} e^{-x^2/2\sigma^2} dx = \frac{1}{2} [1 - \Phi(U_{\text{max}}/\sigma)], \quad (10.19)$$

где  $U_{\text{max}}$  — амплитудное значение сигнала;  $\Phi(\ )$  — интеграл вероятности.

График зависимости  $p_{\text{ош}}$  от отношения  $U_{\text{max}}/\sigma$  приведен на рис. 10.16. Ошибки, возникшие в различных регенераторах, суммируются. Таким образом, суммарная вероятность ошибки на выходе цифрового канала равна сумме вероятностей ошибок, возникших на всех его участках.

В аналоговых системах передачи (АСП) по мере прохождения сигнала по линии накапливаются шумы. Однако законы накоп-



ления шумов в АСП и возрастания вероятности ошибки в ЦСП существенно различны. Поясним это примером. Допустим, что аналоговая линия состоит из 100 усилительных участков. Тогда возрастание мощности шума на одном из них на 3 дБ (в 2 раза) эквивалентно добавлению одного усилительного участка, т. е. число их станет равным

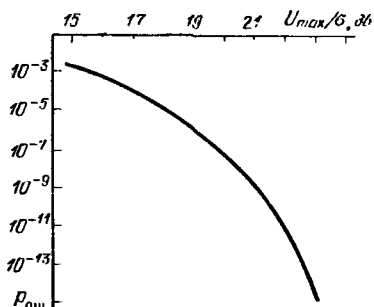


Рис. 10.16. Зависимость вероятности ошибки регенерации от отношения сигнал-шум

101. Общая мощность шума возрастает при этом всего лишь на 1%. Теперь примем, что на цифровой линии имеется 100 регенерационных участков. Пусть на каждом из них обеспечивается отношение сигнал-шум, равное 23 дБ. Из рис. 10.16 видно, что это соответствует вероятности ошибки  $p_{ош} \approx 10^{-12}$ . Суммарная вероятность ошибки на 100 участках равна  $100 \times 10^{-12} = 10^{-10}$ . Предположим, что на одном из участков регенерации отношение сигнал-шум снизилось всего на 1 дБ. Из рис. 10.16 видно, что это приведет к возрастанию вероятности ошибки при регенерации до  $p_{ош} \approx 1,5 \cdot 10^{-10}$ . Суммарная вероятность ошибки  $p_{ош} = 99 \cdot 10^{-12} + 1,5 \cdot 10^{-10} \approx 2,5 \cdot 10^{-10}$ . Таким образом, уменьшение отношения сигнал-шум на входе одного из регенераторов из ста всего лишь на 1 дБ приводит к тому, что общая вероятность ошибки возрастает в 2,5 раза, а вклад этого регенератора в суммарную ошибку превышает соответствующий вклад всех остальных 99 регенераторов. Отсюда следует, что в ЦСП суммарная вероятность ошибки определяется главным образом тем участком, условия передачи на котором оказываются наихудшими. С другой стороны, характер зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал-шум на входе регенератора позволяет в ЦСП за счет небольшого (1–2 дБ) запаса по помехозащищенности обеспечить повышение достоверности передачи на 2–3 порядка. Следовательно, в ЦСП любое требуемое на практике увеличение числа последовательно включенных регенераторов может быть скомпенсировано небольшим увеличением отношения сигнал-шум на входе каждого из них, т. е. качество связи в ЦСП почти не зависит от протяженности магистрали. Важно иметь в виду также и то, что транзитные соединения цифровых каналов не отражаются на качестве объединенных каналов. Это обстоя-

тельство открывает большие возможности при построении цифровой сети связи.

#### 10.4. ОРГАНИЗАЦИЯ ЦИФРОВЫХ КАНАЛОВ В АСП

Быстрое развитие ЦСП при наличии широко разветвленной аналоговой сети ЕАСС определяет необходимость длительного сосуществования аналоговых и цифровых систем передачи, их совместной работы и взаимодействия. Требование взаимодействия, в первую очередь, означает организацию цифровых каналов в АСП и аналоговых каналов в ЦСП. При наличии таких каналов оказывается возможным осуществление транзита каналов из аналоговой системы передачи в цифровую (из цифровой в аналоговую) и обратно без дополнительных аналогово-цифровых и цифро-аналоговых преобразований. Рассмотрим вначале вопрос об организации цифровых каналов в АСП. В соответствии с существующими требованиями аналоговая сеть должна обеспечивать образование основного цифрового канала (ОЦК) со скоростью передачи 64 кбит/с, субпервичного цифрового канала (СЦК) со скоростью 480 кбит/с и первичного группового цифрового тракта (ПЦГТ) со скоростью 2048 кбит/с. Вероятность ошибки при передаче не должна превышать значение  $p_{\text{ош}} = 10^{-6}$ .

Из графика, приведенного на рис. 10.16, видно, что требуемое отношение сигнал-шум должно составлять 20 дБ. В то же время нормы ЕАСС предусматривают, что километрическая мощность шумов линейного тракта в расчете на один канал ТЧ не должна превышать 3 пкВт/км. Исходя из этого, можно рассчитать, что защищенность от шумов в групповых трактах зависит от их протяженности и значительно превышает требуемое значение. Поэтому при организации цифровых каналов в АСП возможен переход от двоичных к многоуровневым кодам. Спектр многоуровневых сигналов при основании кода  $N$  в  $\log_2 N$  раз уже, чем спектр двоичных сигналов, что позволяет передавать в заданной полосе широкополосного тракта АСП более скоростные потоки.

При использовании многопозиционных кодов в первичном широкополосном тракте АСП организуются один-два основных цифровых канала, а во вторичном широкополосном тракте, занимающем полосу 312–552 кГц – один-два субпервичных цифровых канала со скоростью передачи 480 кбит/с. В третичном групповом тракте можно организовать один-два первичных цифровых групповых тракта, обеспечивающих передачу цифровых сигналов со скоростью 2048 кбит/с.

Многопозиционные коды оказываются эффективными и при передаче еще более скоростных цифровых потоков в АСП. В частности, в одном стволе РРЛ при восьмиричном коде реализуется передача цифровых сигналов со скоростью до 34 мбит/с.

#### 10.5. ОРГАНИЗАЦИЯ АНАЛОГОВЫХ КАНАЛОВ В ЦСП

Для организации аналоговых вставок в ЦСП на базе последних организуются каналы тональной частоты, звукового и телевизионного вещания, а также вторичный и третичный аналоговые групповые тракты. Как отмечалось в § 10.3, качество цифровой передачи аналоговых сигналов практически не зависит от протяженности магистрали и числа цифровых трактов и определяется параметрами аналогово-цифрового преобразования. Исходя из этого параметра преобразования при организации аналоговых каналов в ЦСП необходимо выбирать таким образом, чтобы возникающий суммарный шум квантования и ограничения не превышал допустимого для данной длины линии значения. Очевидно, что чем меньше длина цифровой вставки в АСП, тем выше требования к качеству преобразования, поскольку меньше допустимый уровень шумов преобразования.

Если требования по допустимому значению шумов для некоторого участка линии удовлетворяются, то для любого другого участка большей протяженности они удовлетворяются тем более.

При минимальной длине переприемного участка, равной 50 км, параметры аналогово-цифрового преобразования при организации канала ТЧ в ЦСП выбраны такими: частота дискретизации  $F_d = 8$  кГц, число разрядов кода  $m = 8$ , закон компрессии  $A = 87,6$ . Скорость цифрового потока  $f_T = 64$  кбит/с. Для канала звукового вещания высшего класса  $F_d = 32$  кГц. Требуемая защищенность от шумов может быть обеспечена кодированием по закону  $\mu = 15$  и  $m = 12$ . Для передачи такого сигнала требуется цифровой поток, имеющий скорость передачи  $f_T = 512$  кбит/с.

В настоящее время имеются предложения о сокращении числа разрядов при аналогово-цифровом преобразовании сигналов вещания до  $m = 10$  за счет использования статистических свойств этих сигналов.

Исходя из требований к качеству передачи сигналов изображения при образовании каналов телевидения приняты  $F_d = 14,256$  МГц и  $m = 8$ . Суммарная скорость цифрового потока составляет 114 048 кбит/с. Поэтому один цифровой канал телевидения образуется вместо трех стандартных третичных цифровых трактов со скоростью передачи в каждом 34 368 кбит/с.

Минимальная длина переприемного участка по группе составляет 280 км. Исходя из этой длины определены параметры аналогово-цифрового преобразования при организации аналоговых групповых трактов в ЦСП. Для вторичной 60-канальной группы принята  $F_d = 512$  кГц, кодирование по закону  $A = 5,4$  с  $m = 11$ . Передача такого сигнала возможна путем объединения трех первичных цифровых групповых трактов. Цифровой канал для организации третичного аналогового группового тракта формируется объединением трех вторичных цифровых групповых трактов.

## **10.6. ПРИНЦИПЫ НОРМИРОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК И ПАРАМЕТРОВ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ**

### **ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ**

Нормирование характеристик и параметров систем передачи и стандартизация аппаратуры – одна из важных задач техники многоканальной связи. Стандартизация планов частот в аналоговых и скоростей передачи в цифровых системах, уровней передачи и входных сопротивлений аппаратуры необходима для обеспечения совместной работы различных систем передачи на сети связи, возможности организации транзитных соединений, выделения каналов и их использования для передачи с заданным качеством сообщений различной природы. При организации связи между различными странами чрезвычайно важное значение приобретает международная стандартизация основных параметров каналов и трактов. Поэтому при разработке аппаратуры многоканальных систем передачи должны учитываться рекомендации МККТТ и МККР.

Точки, в которых при организации транзитов соединяются каналы и тракты систем передачи, называются **точками сетевых стыков**. Ясно, что особенно важной является стандартизация параметров и структуры систем передачи в точках сетевых стыков.

При стандартизации аппаратуры и нормировании основных характеристик каналов и систем передачи предъявляются следующие основные требования:

- характеристики и параметры каналов передачи должны быть согласованы с характеристиками и параметрами сигналов связи;
- соблюдение норм в процессе эксплуатации систем передачи должны гарантировать необходимое качество связи;

- должна обеспечиваться возможность согласованного каскадного соединения каналов различных систем передачи, т.е. возможность организации транзитных соединений на сети связи;

нормируемые характеристики и параметры должны быть выбраны так, чтобы был возможен контроль выполнения норм в процессе эксплуатации достаточно простыми и дешевыми техническими средствами;

нормы должны соответствовать достигнутому в мировой практике уровню развития техники связи, а также рекомендациям МККТТ и МККР.

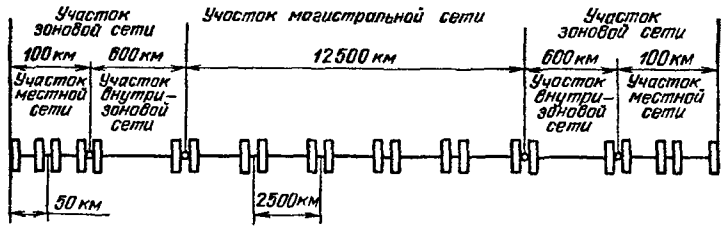
Качество связи существенно зависит от ее протяженности и числа транзитов. Поэтому нормирование производится для так называемых эталонных, или номинальных цепей. Номинальной цепью канала (тракта) называется условная цепь определенной протяженности с заданным числом транзитов, применяемая в качестве исходной для определения электрических параметров, характеризующих качество системы передачи (тракта или канала). Для конкретных реальных систем и линий передачи значения нормируемых параметров и характеристик получают путем пересчета норм, установленных для номинальных цепей.

На первичной сети связи наибольшее распространение в настоящее время имеют аналоговые каналы ТЧ с полосой эффективно пропускаемых частот от 300 до 3400 Гц и основные цифровые каналы, обеспечивающие скорость передачи 64 кбит/с. В соответствии со структурой ЕАСС протяженность номинальной цепи этих каналов составляет 13 900 км, в том числе протяженность магистрального участка — 12 500 км, двух внутризоновых участков — 1200 и двух местных участков — 200 км. Число транзитов по ТЧ или по ОЦК на номинальной цепи составляет 10 (11 простых каналов), из них четыре — на магистральном участке сети, два — на участках внутризоновых сетей и четыре — на участках местных сетей.

На рис. 10.17 приведена схема номинальной цепи канала ТЧ (или ОЦК) первичной сети ЕАСС. Как видно из этой схемы, максимальное расстояние между транзитами по ТЧ или ОЦК на участке местной сети составляет 50 км, на участке внутризоновой сети — 600 км и на участке магистральной сети — 2500 км.

#### НОМИНАЛЬНЫЕ ЦЕПИ АНАЛОГОВОЙ ПЕРВИЧНОЙ СЕТИ ЕАСС

Схемы номинальных цепей аналоговых систем передачи определяют максимальные протяженность линейных трактов и количество транзитов по ТЧ на различных участках аналоговой первичной сети ЕАСС. На рис. 10.18 показаны условные обозначения оборудования преобразования многоканальных систем передачи, а на рис. 10.19–10.21 приведены схемы номинальных цепей соответственно для местного, внутризонового и ма-



- Индивидуальное оборудование преобразования
- Точки стыка (транзита) по ТЧ или ОЦК на границах участков первичной сети
- Транзит по ТЧ или ОЦК внутри участков первичной сети

Рис. 10.17. Номинальная цепь канала ТЧ и ОЦК ЕАСС

- Оборудование преобразования первичной группы
- Оборудование преобразования вторичной группы
- Оборудование преобразования третичной группы
- Оборудование преобразования группы более высокого порядка

Рис. 10.18. Условные обозначения оборудования преобразования

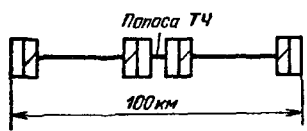


Рис. 10.19. Номинальная цепь канала ТЧ аналоговой местной сети ЕАСС

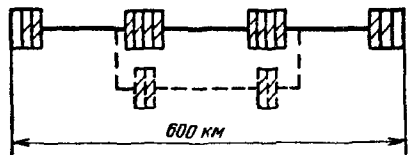


Рис. 10.20. Номинальная цепь канала ТЧ аналоговой внутризонной сети ЕАСС

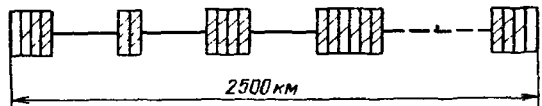


Рис.10.21. Номинальная цепь канала ТЧ переприемного участка аналоговой магистральной сети ЕАСС

магистрального участка первичной сети. Номинальная цепь магистрального участка характеризует состав оборудования между двумя переприемами (транзитами) всех каналов ТЧ, т.е. для части магистрали длиной 2500 км (см. рис. 10.17). Этот участок называется переприемным.

Один из важнейших показателей, определяющих качество связи — защищенность от помех, которую принято оценивать по мощности (или уровню) помех в точке с нулевым относительным уровнем (ТНОУ). Качество телефонной связи считается удовлетворительным, если психометрическая мощность помех не превышает 50 000 мВт в ТНОУ. Указанная мощность принята в качестве допустимой для номинальной цепи магистрального участка ЕАСС. Учитывая, что эта номинальная цепь содержит пять переприемных участков протяженностью 2500 км (см. рис. 10.17), получаем для одного переприемного участка значение допустимой мощности помех, равное 10 000 пВтО. Из этой допустимой мощности помех на преобразовательное оборудование (см. рис. 10.21) отводится 2500 пВтО и на линейный тракт — 7500 пВтО.

Так как в аналоговых системах передачи имеет место явление накопления помех, то можно условно считать, что на 1 км линейного тракта магистрального участка ЕАСС приходится мощность помех  $7500/2500 = 3$  пВтО. Если протяженность реального линейного тракта равна  $L$  км, то вносимая им мощность помех не должна превышать  $3L$  пВтО.

Для каналов ТЧ, входящих в состав глобальной сети связи, где протяженность линейного тракта номинальной цепи международного участка составляет 25 000 км, принято значение допустимой мощности помех, равное 1,5 пВтО/км. В настоящее время разработаны магистральные системы передачи с ЧРК, в которых мощность помех, вносимых в канал ТЧ линейным трактом, не превосходит 1 пВтО/км.

#### НОМИНАЛЬНЫЕ ЦЕПИ ЦИФРОВОЙ ПЕРВИЧНОЙ СЕТИ ЕАСС

Основной целью создания номинальных цепей цифровой первичной сети ЕАСС так же, как и для аналоговых систем передачи, является нормирование параметров цифровых систем передачи. Основным параметром, определяющим качество связи по цифровым каналам, — вероятность ошибки. Поскольку в ЦСП вероятность ошибки не зависит от числа цифровых транзитов, то их количество в номинальных цепях жестко не регламентируется. В качестве примера рассмотрим один из вариантов номинальных цепей для различных участков в первичной цифровой сети ЕАСС.

- Основной цифровой канал (ОЦК - 64 кбит/с)
- 1 Первичный групповой тракт (2048 кбит/с)
- 2 Вторичный групповой тракт (8448 кбит/с)
- 3 Третичный групповой тракт (34368 кбит/с)
- 4 Четверичный групповой тракт (139264 кбит/с)

Рис. 10.22. Условные обозначения ОЦК и групповых цифровых трактов

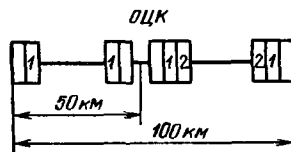


Рис. 10.23. Номинальная цепь ОЦК цифровой местной сети ЕАСС

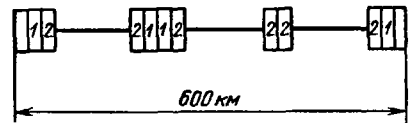


Рис. 10.24. Номинальная цепь ОЦК цифровой внутризональной сети ЕАСС

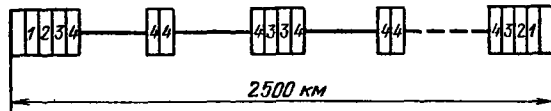


Рис. 10.25. Номинальная цепь ОЦК участка цифровой магистральной сети ЕАСС

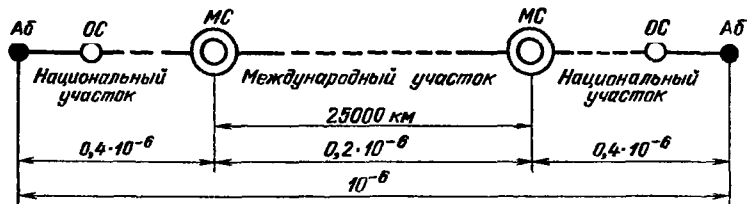


Рис. 10.26. Схема организации международной связи:

Аб — абонент, ОС — оконечная станция, МС — международная станция



На рис. 10.22 приведены условные обозначения оборудования ЦСП различных уровней иерархии, а на рис. 10.23 – 10.25 – один из вариантов номинальных цепей соответственно для участков местной, внутризонавой и магистральной цифровой сети ЕАСС.

Допустимую вероятность ошибки для различных участков цифровой первичной сети ЕАСС можно определить, исходя из следующих требований:

цифровые каналы ЕАСС должны обеспечивать возможность организации международной связи;

вероятность ошибки при передаче цифрового сигнала между двумя оконечными устройствами (абонентами) не должна превышать  $10^{-6}$ . При этом обеспечивается высокое качество телефонной связи в системах с компандированной ИКМ при восьмиразрядном кодировании.

Кроме того, необходимо иметь в виду, что в линейных трактах ЦСП имеет место накопление (суммирование) ошибок регенерации.

Согласно рекомендации МККТТ схема организации международной связи соответствует рис. 10.26; она содержит международный (интернациональный) участок, номинальная цепь которого имеет протяженность 25 000 км и два национальных участка с номинальными цепями, определяемыми видом сетей связи стран, входящих в соединение. Допустимая вероятность ошибки между оконечными устройствами –  $10^{-6}$ . Указанная величина распределяется так: для международного участка  $p_{\text{инт}} = 0,2 \times 10^{-6}$ , для каждого из национальных участков  $p_{\text{нац}} = 0,4 \times 10^{-6}$ . Эти значения приведены на рис. 10.26.

Номинальная цепь ОЦК национального участка Советского Союза показана на рис. 10.27. Примем, что вероятность  $p_{\text{нац}} = 0,4 \cdot 10^{-6}$  равномерно распределена между участками номинальной цепи, т. е.

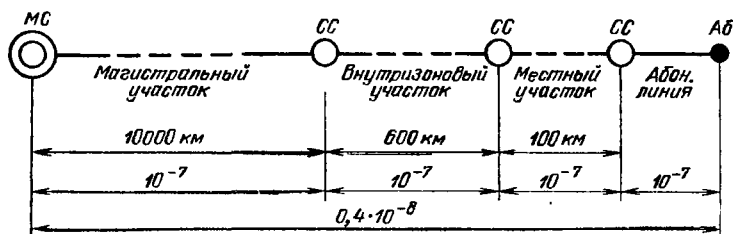


Рис. 10.27. Номинальная цепь ОЦК национального участка Советского Союза:

СС – сетевая станция ЕАСС

$$P_{\text{маг}} \approx P_{\text{вз}} \approx P_{\text{местн}} \approx P_{\text{аб}} = 0,1 \cdot 10^{-6} = 10^{-7},$$

где  $P_{\text{маг}}$ ,  $P_{\text{вз}}$ ,  $P_{\text{местн}}$ ,  $P_{\text{аб}}$  — допустимые вероятности ошибки соответственно магистрального, внутризонавого, местного и абонентского участков номинальной цепи. Тогда учитывая, что в ЦСП суммируются вероятности ошибки, получим условное значение допустимой вероятности ошибки на 1 км линейного тракта:

для магистрального участка

$$P_{\text{маг.км}} = 10^{-7}/10\,000 = 10^{-11};$$

для внутризонавого участка

$$P_{\text{вз.км}} = 10^{-7}/600 \approx 1,67 \cdot 10^{-10};$$

для местного участка

$$P_{\text{местн.км}} = 10^{-7}/100 = 10^{-9}.$$

Зная эти величины, можно определить требования к линейным регенераторам ЦСП. Так, в магистральной системе ИКМ-1920 номинальное расстояние между регенераторами (кабель КМБ-4) составляет 3 км. Следовательно, допустимая вероятность ошибки на один регенератор  $P_{\text{рег}} = 3 \cdot 10^{-11}$ .

Обращаясь к номинальной цепи ОЦК (см. рис. 10.17), легко убедиться, что нормы, установленные из условия организации международной связи, обеспечивают также высокое качество связи по каналам парвичной цифровой сети ЕАСС.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Босый Н. Д. Многоканальные системы передачи информации. — Киев Техника, 1971. — 291 с.
2. Борисов Ю. П., Пвнин П. И. Основы многоканальной передачи информации. — М.: Связь, 1967. — 435 с.
3. Былянский П., Ингрэм Д. Цифровые системы передачи: Пар. с англ. /Под ред. А. А. Визеля. — М.: Радио и связь, 1980. — 360 с.
4. Варакин Л. Е. Теория систем сигнала. — М.: Связь, 1978. — 303 с.
5. Венедиктов М. Д., Марков В. В., Зйдуз Г. С. Асинхронные едресные системы связи. — М.: Связь, 1968. — 271 с.
6. Венедиктов М. Д., Женевский Ю. П., Марков В. В. Дельта-модуляция. Теория и применение. — М.: Связь, 1976. — 270 с.
7. Гитяиц М. В., Чаткин С. В. Анализ некоторых разностных методов дискретной передачи непрерывных сообщений. — Труды учебных институтов связи, 1977, вып. 84.
8. Гуревич В. Э., Лолушлян Ю. Г., Рабинович Г. В. Импульсно-кодовая модуляция в многоканальной телефонной связи. — М.: Связь, 1973. — 335 с.

9. Зингеренко А. М., Баева Н. Н., Тверецкий М. С. Системы многоканальной связи. — М.: Связь, 1980. — 439 с.
10. Зингеренко А. М., Орлов В. В., Анаиьев А. С. Загрузка каналов и групповых трактов. — М.: Связь, 1977. — 105 с.
11. Лев А. Ю. Теоретические основы многоканальной связи. — М.: Связь, 1978. — 192 с.
12. Левин Л. С., Плоткин М. А. Цифровые системы передачи информации. — М.: Радио и связь, 1982. — 215 с.
13. Цифровые системы передачи: Пер. с польск./Под ред. В. Д. Романова. — М.: Связь, 1979. — 264 с.
14. Петрова М. С., Шандеров Р. И. Качество передачи речевых сигналов при дельта-модуляции с комландированием. — Электросвязь, 1973, № 4.
15. Порохов О. Н. Сигналы и коды цифровых систем передачи. — Электросвязь, 1980, № 1.
16. Порохов О. Н. Бимпульсные регенераторы для оптических систем связи. — Радиотехника, 1984, № 2.
17. Стил Р. Принципы дельта-модуляции: Пер. с англ./Под ред. В. В. Маркова. — М.: Связь, 1979. — 368 с.
18. Системы передачи сообщений: Пер. с англ. — М.: Связь, 1976. — 519 с.
19. Твнт М. Д. Многоканальные системы. Испытания белым шумом: Пер. с англ./Под ред. В. С. Ромбро. — М.: Связь, 1978. — 135 с.
20. Трофимов Б. Е. Дельта-модуляция в многоканальной связи. — Л.: ЛЭИС, 1975. — 56 с.
21. Трофимов Б. Е. Импульсная многоканальная электросвязь. — Л.: ЛЭИС, 1971. — 155 с.
22. ГОСТ 22670—77. Сеть связи цифровая интегральная. Термины и определения.
23. ГОСТ 22348—77. Единая автоматизированная сеть связи. Термины и определения.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие . . . . .	3
<b>Г л а в а 1. Основные понятия и определения . . . . .</b>	<b>4</b>
1.1. Сообщение, сигнал, канал, система связи . . . . .	4
1.2. Многоканальная связь . . . . .	7
1.3. Единая автоматизированная сеть связи . . . . .	13
<b>Г л а в а 2. Первичные сигналы электросвязи . . . . .</b>	<b>16</b>
2.1. Общие характеристики сигналов . . . . .	16
2.2. Телефонный (речевой) сигнал . . . . .	21
2.3. Сигнал звукового вещания . . . . .	26
2.4. Факсимильный сигнал . . . . .	27
2.5. Телевизионный сигнал . . . . .	29
2.6. Телеграфный сигнал и сигнал передачи данных . . . . .	31
<b>Г л а в а 3. Методы обработки и передачи сигналов . . . . .</b>	<b>34</b>
3.1. Особенности передачи непрерывных, импульсных и дискретных сигналов . . . . .	34
3.2. Дискретное представление непрерывных сигналов . . . . .	40
3.3. Методы цифровой модуляции . . . . .	46
<b>Г л а в а 4. Каналы передачи . . . . .</b>	<b>53</b>
4.1. Канал передачи как четырехполюсник . . . . .	53
4.2. Унификация каналов передачи . . . . .	56
4.3. Каналы тональной частоты . . . . .	57
4.4. Широкополосные каналы . . . . .	59
4.5. Сопоставление характеристик сигналов и каналов . . . . .	61
4.6. Построение двусторонних каналов . . . . .	64
4.7. Развязывающие устройства . . . . .	65
4.8. Влияние паразитной обратной связи на характеристики двусторонних каналов . . . . .	71
4.9. Телефонные каналы . . . . .	74
<b>Г л а в а 5. Принципы многоканальной связи . . . . .</b>	<b>78</b>
5.1. Метод уравновешенного моста . . . . .	78
5.2. Системы передачи с линейным разделением каналов . . . . .	80
Линейно-разделимые сигналы . . . . .	80
Формирование канальных сигналов . . . . .	83
Разделяющие устройства . . . . .	86
Система с амплитудной модуляцией переносчиков . . . . .	88
Оптимизация многоканальной системы передачи с АМ по критерию отношения сигнал-помеха . . . . .	92
Система с разделением каналов по фазе . . . . .	95

5.3. Нелинейное и комбинационное разделение каналов . . . . .	99
Нелинейное разделение . . . . .	99
Комбинационные системы передачи . . . . .	101
5.4. Межканальные помехи . . . . .	104
5.5. Пропускная способность многоканальных систем передачи . .	106
<b>Г л а в а 6. Системы передачи с частотным разделением каналов</b>	<b>108</b>
6.1. Построения систем передачи с частотным разделением каналов . . . . .	108
6.2. Выбор метода формирования канальных сигналов . . . . .	112
Виды модуляции в системах передачи с ЧРК . . . . .	112
Критерий оценки вида модуляции . . . . .	113
Выбор вида модуляции . . . . .	114
6.3. Формирование однополосных сигналов . . . . .	117
Однополосный сигнал . . . . .	117
Фильтровый метод формирования однополосных сигналов	120
Многоклетное преобразование частоты. Группообразование	123
Фазо-разностный метод формирования однополосных сигналов . . . . .	127
Фазо-фильтровый метод формирования однополосных сигналов . . . . .	131
6.4. Демодуляция однополосных сигналов . . . . .	135
6.5. Групповой сигнал систем передачи с ЧРК . . . . .	138
6.6. Искажения в групповых трактах систем передачи с ЧРК	140
<b>Г л а в а 7. Системы передачи с временным разделением каналов</b>	<b>145</b>
7.1. Временное разделение . . . . .	145
7.2. Выбор вида модуляции . . . . .	146
7.3. Переходные влияния между каналами . . . . .	152
7.4. Построение аппаратуры многоканальных систем передачи с ВРК . . . . .	156
<b>Г л а в а 8. Многоканальные цифровые системы передачи</b>	<b>159</b>
8.1. Типовая структурная схема системы передачи ВРК-ИКМ	159
8.2. Шумы квантования и ограничения при ИКМ . . . . .	166
Равномерное квантование . . . . .	166
Неравномерное квантование . . . . .	173
8.3. Энергетический спектр шума квантования . . . . .	178
8.4. Цифровые резонансные системы . . . . .	179
Структурная схема . . . . .	179
Системы с линейным предсказанием . . . . .	181
8.5. Дельта-модуляция . . . . .	185
Дельта-модуляция как разновидность разностных систем с предсказанием . . . . .	185
Расчет защищенности от шума квантования при ДМ . . . . .	189
Дельта-модуляция с двойным интегратором . . . . .	194
Дельта-модуляция с мгновенным компандированием . . . . .	196

Дельта-модуляция с инерционным компандированием . . . . .	199
<b>8.6. Сравнение ИКМ и ДМ . . . . .</b>	<b>200</b>
<b>Г л а в а 9. Адресные системы передачи . . . . .</b>	<b>202</b>
<b>Г л а в а 10. Принципы организации связи на основе аналоговых и цифровых систем передачи . . . . .</b>	<b>208</b>
10.1. Системы двусторонней связи . . . . .	208
10.2. Обеспечение дальности связи в аналоговых системах передачи . . . . .	211
Размещение промежуточных усилителей . . . . .	211
Накопление помех и ограничения дальности связи . . . . .	214
10.3. Дальность связи, обеспечиваемая цифровыми системами передачи . . . . .	215
Структура линейного тракта ЦСП . . . . .	215
Коды цифровой линии передачи . . . . .	217
Скремблирование цифрового сигнала . . . . .	227
Межсимвольные искажения и их коррекция . . . . .	229
Особенности накопления ошибок в линейном тракте ЦСП . . . . .	232
10.4. Организация цифровых каналов в АСП . . . . .	234
10.5. Организация аналоговых каналов в ЦСП . . . . .	235
10.6. Принципы нормирования характеристик и параметров многоканальных систем передачи . . . . .	236
Общие положения . . . . .	236
Номинальные цепи аналоговой первичной сети ЕАСС . . . . .	237
Номинальные цепи цифровой первичной сети ЕАСС . . . . .	239
<b>Список литературы . . . . .</b>	<b>242</b>

**МАКСИМ ВЛАДИМИРОВИЧ ГИТЛИЦ, АЛЕКСАНДР ЮЛЬЕВИЧ ЛЕВ**  
**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МНОГОКАНАЛЬНОЙ СВЯЗИ**

Заведующий редакцией **В. Н. Вяльцев**  
Редактор **Е. В. Комарова**  
Художественный редактор **Р. А. Клочков**  
Обложка художник **В. В. Третьякова**  
Технический редактор **Т. Н. Зыкина**  
Корректор **Т. В. Покатова**

**ИБ № 433**

---

Подписано в печать 7.08.85 Т-15986 Формат 84X108/32 Бумага офс. №2  
Гарнитура "Универс" Печать высокая Усл. печ. л. 13,03 Усл. кр.-отт. 13,03  
Уч.-изд. л. 14,42 Тираж 19000 экз. Изд. № 20268 Зак. №1042 Цена 90 к  
Издательство "Радио и связь". 101000, Москва, Почтамт, в/я 693

---

Московская типография № 4 Союзполиграфпром при Государственном  
комитете СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли.  
129041, Москва, Б. Переяславская ул., д. 46

## **УВАЖАЕМЫЙ ЧИТАТЕЛЬ!**

В универсальных и специализированных книжных магазинах **БЕЗ ОГРАНИЧЕНИЙ** принимаются **ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ ЗАКАЗЫ** на издания, объявленные в первой части аннотированного тематического плана выпуска литературы издательства "РАДИО И СВЯЗЬ" на 1986 г.

Выполнение заказов на литературу, включенную в первую часть плана 1986 г., **ГАРАНТИРУЕТСЯ**

## **СВОЕВРЕМЕННО ОФОРМЛЯЙТЕ ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ ЗАКАЗЫ**

*П о м н и т е: тиражи книг первой части тематического плана будут соответствовать Вашим заказам*

### **МАГАЗИНЫ – ОПОРНЫЕ ПУНКТЫ ИЗДАТЕЛЬСТВА**

- 111024 Москва, Шоссе энтузиастов, 24/43, магазин № 15
- 197198 Ленинград ПС, Большой пр., 34, магазин № 55
- 226000 Рига, бульвар Пвдомью, 17, магазин "Гайсма"
- 630000 Новосибирск, Красный пр., 60, магазин № 7
- 443000 Куйбышев, ул. Красноармейская, 62, магазин № 16
- 700070 Ташкент, ул. Шота Руставели, 43, магазин № 21
- 390000 Рязань, ул. Циолковского, 1, магазин № 7
- 173016 Новгород, Ленинградская ул., 13, магазин № 2 "Прометей"
- 634032 Томск, ул. Нахимова, 15/1, магазин № 15
- 603000 Горький, пр. Гагарина, 110, магазин № 9