

## ГЛАВА 7. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ВРК

### 7.1. АМПЛИТУДНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Основные свойства амплитудно-модулированных сигналов

Ранее было показано, что основой построения всех методов ВРК является теорема дискретизации Котельникова, в соответствии с которой непрерывный первичный сигнал  $a(t)$  с ограниченной шириной спектра  $\hat{a}$  (рис. 7.1, а) может быть передан с помощью последовательности импульсов, промодулированных по какому-либо параметру.

Если периодическая последовательность или импульсная несущая  $e(t)$  состоит из импульсов прямоугольной формы одного знака (рис. 7.1, в), то она характеризуется следующими параметрами: амплитудой  $U$ ; длительностью (шириной)  $\tau$ ; частотой следования импульсов (частотой дискретизации)  $f = 1/\Delta t$  (или

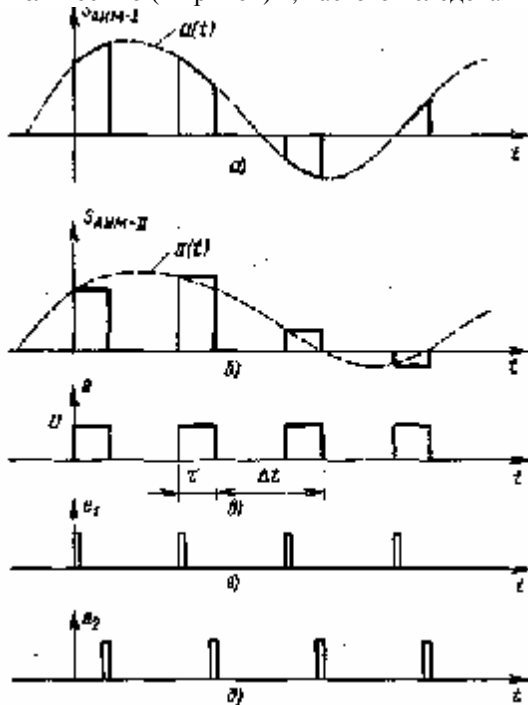


Рис. 7.1. К пояснению принципов формирования сигналов АИМ-I и АИМ-II

318

код =  $2\pi n f$  }; положением (фазой) импульсов относительно тактовых точек  $/D/$ . Отношение  $\tau/\Delta t$  называют скважностью импульсной последовательности.

В СП с ВРК сообщения передают, модулируя один из четырех параметров. В зависимости от модулируемого параметра различают виды модуляции: амплитудно-импульсную (АИМ); ши-ротнo-импульсную (ШИМ); частотно-импульсную (ЧИМ); фазо-во-импульсную (ФИМ). Сигналы АИМ подразделяются на два рода: сигнал первого (АИМ-I) и сигнал второго (АИМ-II).

Мгновенное значение амплитуды импульсов АИМ-I сигнала зависит от мгновенного значения модулирующего колебания  $a(t)$  (см. рис. 7.1, а), а амплитуда импульсов АИМ-II сигнала определяется только значением модулирующего колебания в тактовых точках (рис. 7.1, б). Различие между сигналами АИМ-I и АИМ-II оказывается существенным, если длительность импульсов  $\tau$  сравнима с периодом их следования  $D$ .

При ШИМ длительность импульсов изменяется пропорционально модулирующему колебанию, а их амплитуда остается постоянной. Различают одно- и двустороннюю ШИМ. При односторонней ШИМ изменение длительности импульсов происходит только за счет перемещения одного из его фронтов. При двусторонней ШИМ перемещается и передний и задний фронты импульсов симметрично относительно их центра, соответствующего тактовым точкам.

Если при воздействии модулирующего колебания импульсы, сохраняя свою амплитуду и форму, смещаются во времени на величину, пропорциональную модулирующему колебанию, то имеет место временная импульсная модуляция (ВИМ), разновидностями которой являются ФИМ и ЧИМ.

На рис. 7.2, а и б приведены соответственно структурные схемы формирователей сигналов АИМ-I и АИМ-II. Формирование сигналов АИМ-I осуществляется с помощью идеального ключа (Кл.), управляемого последовательностью импульсов  $e(t)$ . Если коэффициент передачи ключа в открытом состоянии равен единице, а в закрытом — бесконечности, то сигнал АИМ-I можно записать в виде

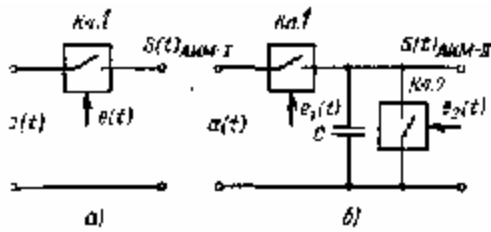


Рис. 7.2. Структурная схема формирователей сигналов АИМ-I (а) и АИМ-II (б)

$$S(t)_{AИМ-I} = a(t)e(t),$$

где  $e(t)$  - импульсная несущая с единичной амплитудой.

При АИМ-II форма отсчетных импульсов  $e_Q(t)$  может быть произвольной, например в виде прямоугольников (1), треугольников (2), вида  $\sin x/x$  (3) и т. п. (рис. 7.3). Амплитуды этих импульсов прямо пропорциональны или равны мгновенному значению модулирующего сигнала  $a(t)$  в точках дискретизации /АГ. Моменты дискретизации могут совпадать с началом импульса, его серединой или концом.

В случае импульсов прямоугольной формы сигнал АИМ-II формируется с помощью схемы, приведенной на рис. 7.2, б. В момент появления коротких импульсов последовательности  $e_1(t)$  (рис. 7.1, г) открывается ключ Кл.1, и накопительный конденсатор С заряжается до значения  $a(D/.)$  Это значение напряжения на конденсаторе остается до прихода импульсов второй последовательности  $e_2(t)$  (рис. 7.1, д), с помощью которой открывается ключ Кл.2 и конденсатор разряжается.

При произвольной форме импульсов  $e_0(i)$  сигнал АИМ-II имеет вид

$$S(t)_{AИМ-II} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a(i\Delta t) e_0(t - i\Delta t) \quad (7.2)$$

где  $e_0(t)$  — одиночный импульс последовательности  $e(t) =$

$$= \sum_{i=-\infty}^{\infty} e_0(t - i\Delta t).$$

Оба вида сигналов (АИМ-I и АИМ-II) могут применяться для построения многоканальных СП с ВРК.

Для того чтобы судить об эффективности использования методов АИМ для организации многоканальной передачи сообщений, необходимо знать полосу частот используемых сигналов. Спектр сигналов АИМ-I может быть определен с помощью либо преобразования Фурье, либо свертки спектров сомножителей (7.1), т. е.

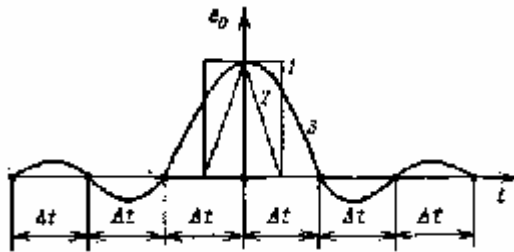


Рис. 7.3. Возможные формы единичных элементов сигнала АИМ-I и АИМ-II

$$S(j\omega)_{AИМ-I} = \int_{-\infty}^{\infty} S(t)_{AИМ-I} e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A(j\Omega) E[j(\omega - \Omega)] d\Omega, \quad (7.3)$$

где  $A(j\Omega)$  - спектр первичного сигнала  $a(t)$ ;  $E(j\Omega)$  ~ спектр импульсной несущей.

Вообще говоря, оба эти метода предполагают детерминированность функций «ЯОдим-! или ^ (ф) на всем интервале интегрирования. Хотя первичный сигнал  $a(t)$  является случайной функцией времени, тем не менее можно положить, что все спектральные составляющие  $a(t)$  будут находиться в пределах огибающей спектра  $A(\omega)$ , т. е. можно считать, что спектр первичного сигнала  $a(t)$  имеет вид  $A(\omega)$  (рис. 7.4, а).

Импульсная несущая  $e(t)$  может быть представлена в форме ряда Фурье

$$e(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \alpha_i \cos k\omega_0 t.$$

Коэффициенты  $\alpha$ , ряда Фурье определяются известным соотношением

$$\alpha_i = \frac{2}{\Delta t} \int_0^{\Delta t/2} e(t) \cos k\omega_0 t dt = \frac{2}{\Delta t} \frac{\sin k\omega_0 \Delta t/2}{k\omega_0 \Delta t/2} = \frac{1}{\Delta t} E_0(k\omega_0).$$

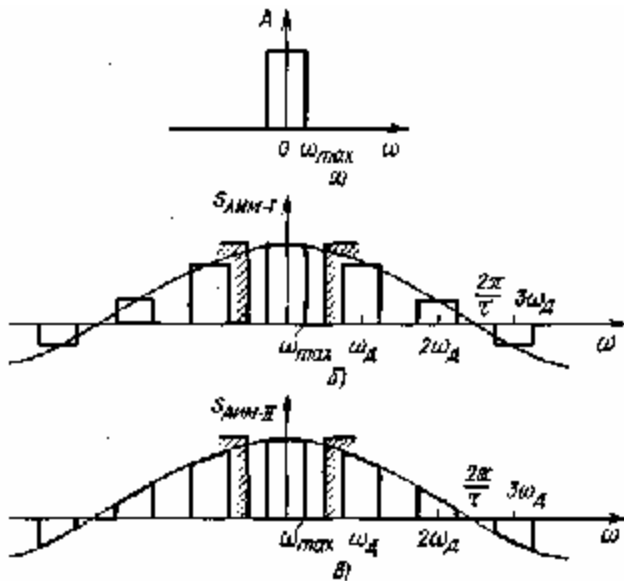


Рис. 7.4. Спектры сигналов АИМ-I и АИМ-II

Отсюда следует, что коэффициенты ряда Фурье импульсной несущей  $e(t)$  при любой форме импульсов  $e_a(t)$  с точностью до постоянного множителя  $1/\Delta t$  численно равны отсчетным значениям спектра  $\mathcal{F}\{e_a(t)\}$  одиночного импульса функции  $e(t)$ . Кроме того, спектры косинусоид с частотами  $\omega_0$  также известны:

$$\cos(\omega_0 t) \Leftrightarrow \frac{1}{2} [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)],$$

поэтому спектр импульсной несущей имеет вид

$$e(t) \Leftrightarrow E(\omega) = \frac{1}{\Delta t} \sum_{k=0}^{\infty} E_{\psi}(k\omega_0) [\delta(\omega - k\omega_0) + \delta(\omega + k\omega_0)], \quad (7.4)$$

где  $\delta(\omega)$  - дельта-функция.

Подставив (7.4) в (7.3), получим

$$S(\omega)_{\text{АИМ-I}} = \frac{1}{\Delta t} [A(\omega) + \sum_{k=1}^{\infty} E_{\psi}(k\omega_0) A(\omega \pm k\omega_0)]. \quad (7.5)$$

Из (7.5) следует, что спектр сигнала АИМ-I содержит с точностью до постоянного множителя  $t/\Delta t$  спектр модулирующего первичного сигнала  $a(t)$  и бесконечное множество боковых полос около каждой гармоники импульсной несущей (рис. 7.4, б). Следовательно, первичный сигнал  $a(t)$  можно выделить из сигнала  $S(\omega)$  с помощью фильтра нижних частот (ФНЧ) с граничной частотой полосы пропускания, находящейся в пределах  $\omega_0 < \omega < 3\omega_0/2$  (шд ~ ютш). Но это будет иметь место только в случае, когда спектр первичного сигнала  $a(t)$  не перекрывается с нижней боковой полосой колебания частоты  $\omega_0$ , промодулированного первичным сигналом  $a(t)$  (рис. 7.4, б). Этому должно удовлетворять условие  $\omega_0 > 1/\Delta t$ . Так как  $\omega_0 = 2\pi/\Delta t$ , а  $\omega_{\text{шд}} = 2\pi/\Delta t_{\text{шд}}$ , то приходим к условию выбора необходимого интервала дискретизации согласно теореме Котельникова, т. е.  $\Delta t < 1/\omega_{\text{шд}}$ .

Если же при фиксированной частоте дискретизации оказывается, что  $\omega_0 < 2\omega_{\text{шд}}$ , то в полосу частот первичного сигнала будут попадать спектральные составляющие продуктов АМ первой гармоники импульсной несущей и первичного сигнала  $a(t)$ . Эти спектральные составляющие на выходе ФНЧ будут создавать помехи дискретизации. Таким образом, выделение первичного сигнала из сигнала АИМ-I без помех дискретизации возможно только при выполнении условий теоремы Котельникова.

На практике различные первичные сигналы, например разговорные, обладают разной шириной спектра  $\omega_{\text{шд}}$ , а частота дискретизации  $\omega_0$  выбирается одинаковой. Поэтому для исключения возможности появления помех дискретизации первичные сигналы вначале ограничиваются по спектру с помощью ФНЧ, а затем производится их дискретизация.

Применительно к организации каналов тональной частоты в СП с ВРК частота дискретизации выбирается равной 8 кГц, а ФНЧ имеет частоту среза 3,4 кГц.

При определении спектра сигнала АИМ-II воспользуемся вновь соотношением (7.2), на основании которого сигнал АИМ-II представим в виде свертки последовательности отсчетов  $\{a(n/\Delta t)\}$  с центральным элементом  $e(t)$  импульсной несущей  $e(t)$ , т. е.

$$\begin{aligned}
 S(f)_{\text{АИМ-П}} &= \int_{-\infty}^{\infty} e_0(\tau) a_T(t-\tau) d\tau = \\
 &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} a(l\Delta t) \int_{-\tau}^{\infty} e_0(\tau) \delta(\tau - l\Delta t) d\tau = \\
 &= \sum_{l=-\infty}^{\infty} a(l\Delta t) e_0(t - l\Delta t).
 \end{aligned} \tag{7.6}$$

В то же время известно, что свертке во времени функций  $e_0(t)$  и  $a_j(t)$  в частотной области соответствует произведение спектров исходных сигналов, т. е.

$$S(f)_{\text{АИМ-П}} \Leftrightarrow S(f)_{\text{АИМ-П}} = E_0(\omega) \cdot A_2(\omega),$$

где  $A_2(\omega)$  - спектр последовательности отсчетов первичного сигнала  $a(t)$ .

Спектр одиночного элемента импульсной несущей может быть определен достаточно просто при любой его форме. Так, для прямоугольного импульса с амплитудой  $U$  и длительностью  $\tau$  имеем

$$E_0(\omega) = \tau U \frac{\sin \omega \tau / 2}{\omega \tau / 2}.$$

i

i Спектр последовательности отсчетов легко получить из спектра сигнала АИМ-I путем предельного перехода (при

$\tau \rightarrow 0$  и  $\Delta t \rightarrow \infty$  да), при котором площадь каждого отсчетного им-

пульса была бы равна единице. Для прямоугольных импульсов

$$\begin{aligned}
 A_n(\omega) &= \lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{\tau U}{\Delta t} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \frac{\sin k \omega_l \tau / 2}{k \omega_l \tau / 2} [A(\omega - k \omega_l) + A(\omega + k \omega_l)] = \\
 &= \frac{1}{\Delta t} \sum_{l=-\infty}^{\infty} [A(\omega - k \omega_l) + A(\omega + k \omega_l)].
 \end{aligned}$$

t

Объединяя  $E_0(\omega)$  и  $A_n(\omega)$  в форме произведения получаем

$$S(\omega)_{\text{АИМ-П}} = E_0(\omega) A_n(\omega) = E_0(\omega) [A(\omega) + \sum_{l=1}^{\infty} A(\omega \pm l \omega_l)].$$

Для импульсов прямоугольной формы спектр принимает конкретный вид

$$S(\omega)_{\text{АИМ-П}} = \frac{\tau}{\Delta t} \frac{\sin \omega \tau / 2}{\omega \tau / 2} [A(\omega) + \sum_{l=1}^{\infty} A(\omega \pm l \omega_l)]. \tag{7.7}$$

Из (7.7) следует, что спектр сигнала АИМ-П так же, как и при АИМ-I, состоит из спектра  $A(\omega)$  модулирующего первичного сигнала  $a(t)$  и бесчисленного множества боковых полос около каждой гармоники импульсной несущей. Но в отличие от АИМ-I здесь перед суммой стоит частотно-зависимый множитель  $E_0(\omega)$ , равный спектру отдельного элемента импульсной несущей. Это свидетельствует о наличии АЧИ всех спектральных составляющих, включая и  $A(\omega)$ . Спектральные диаграммы, соответствующие (7.7), приведены на рис. 7.4, в.

Выделение полезной составляющей из спектра сигнала АИМ-П без помех дискретизации здесь также возможно с помощью ФНЧ при условии, что  $\text{сод} > 2\text{сотых}$ .

Из спектральных диаграмм видно, что степень АЧИ определяется значением  $\tau$ . При  $\tau \rightarrow 0$  АЧИ уменьшаются и сигнал АИМ-П практически совпадает с сигналом АИМ-I. Но в то же время доля мощности полезной составляющей в спектре сигнала как АИМ-I, так и АИМ-П при  $\tau \rightarrow 0$  уменьшается, что, естественно, сказывается на помехозащищенности выделяемого полезного сигнала.

В реальных СП с ВРК всегда  $\tau \rightarrow 0$ , а следовательно, ничтожно малой оказывается доля полезной составляющей. Поэтому после выделения на приеме отсчетов конкретного сигнала они растягиваются во времени. Возникающие при этом большие АЧИ затем корректируются с помощью корректора с передаточной функцией

$$G(\omega) = \frac{\omega \tau}{2} \text{sinc} \frac{\omega \tau}{2}, \text{ где } 0 < |\omega| \leq \omega_{\text{max}}$$

Общей особенностью сигналов АИМ-I и АИМ-П является бесконечно широкая полоса частот, поэтому непосредственное применение таких сигналов в трактах передачи с ограниченной полосой частот нецелесообразно, поскольку из-за ограничения спектра сигнала в тракте форма отсчетных импульсов изменяется, что приводит к появлению межсимвольной интерференции в каждом канале и переходных влияний между каналами. Вместе с тем принципиально возможно формировать сигналы АИМ-П со

Из (7.7) видно, что ширина спектра сигнала АИМ-П определяется спектром  $\epsilon_0(\omega)$  одиночного элемента импульсной несущей, поскольку в квадратных скобках стоит бесконечно широкий периодический спектр, состоящий из боковых полос около всех гармоник импульсной несущей.

Поставим задачу определения формы одиночного элемента  $e_0(t)$ , которому соответствует строго ограниченный по частоте спектр  $E_0(\omega)$ . Зададим спектр одиночного элемента импульсной несущей в виде прямоугольника шириной  $2nf_{max}$  (рис. 7.5, а). Тогда единичный элемент  $e_0(t)$  импульсной несущей  $e(f)$  может быть определен с помощью преобразования Фурье. Поскольку  $\epsilon_0(\omega)$  является четной функцией частоты, то

$$e_0(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{nf_{max}} E_0 \cos \omega t d\omega = 2E_0 \frac{\sin \pi 2nf_{max} t}{\pi 2nf_{max} t} \quad (7.8)$$

Таким образом, получен очевидный результат - строго ограниченному спектру импульсной несущей соответствуют бесконечные по ширине одиночные импульсы вида  $\sin x/x$  (рис. 7.5, б). Эти элементы импульсной несущей обладают следующим свойством: в одной нулевой точке значение элемента  $e_0(t)$  равно  $2E_0 f_{max}$ , т. е. площади под кривой спектра, а во всех точках, следующих через  $1/2nf_{max}$ , значение элементов равно нулю. Следовательно, в этих точках можно располагать, например, элементы других канальных сигналов и они могут быть выделены на приеме без взаимного влияния.

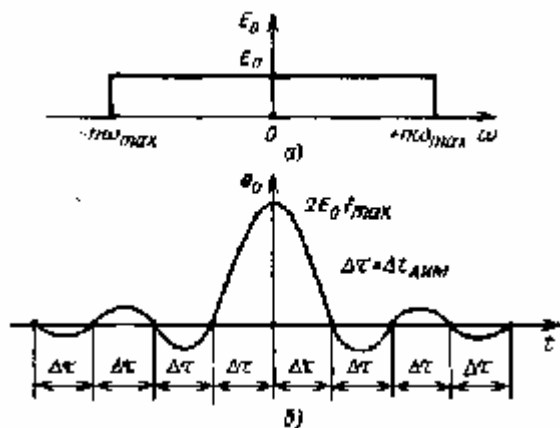


Рис. 7.5. Форма единичного элемента сигнала АИМ (б) с ограниченной шириной спектра (а)

Кажущаяся на первый взгляд абстрактной поставленная задача имеет реальное практическое применение. Дело в том, что если срезы спектра  $E_0(\omega)$  сделать не столь крутыми, т. е. без разрывов производной, то  $e_0(t)$  будет убывать во времени значительно быстрее и при какой-то вполне определенной длительности  $e_0(t)$  боковыми лепестками можно пренебречь. Такие элементы сигналов широко используются в высокоэффективных СП данных и перспективных СП на малое число каналов. Интервал их формирования составляет обычно (30...60)  $\Delta t_{АИМ}$ .

Групповой сигнал в многоканальных системах передачи с ВРК и АИМ

Пусть СП рассчитана на N каналов. Тогда i-й канальный сигнал СП с ВРК и АИМ-П будет иметь вид

$$S_n(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_n(i \Delta t) e_0(t - i \Delta t - n \Delta t / N),$$

а групповой сигнал - соответственно

$$S(t) = \sum_{n=1}^N S_n(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^N a_n(i \Delta t) e_0(t - i \Delta t - n \Delta t / N).$$

Если первичные сигналы имеют ограниченный спектр шириной  $f_{max}$ , то отсчеты сигналов будут следовать через интервалы  $\Delta t < 1/2f_{max}$ . При числе каналов N время, отводимое на передачу отсчетов одного канала,  $\Delta t_{групп} = \Delta t/N = 1/2Nf_{max}$ .

Использование в импульсной несущей элементов  $e_0(t)$  (см. рис. 7.5) обеспечивает строго ограниченный по ширине спектр канальных сигналов. Ширина полосы частот группового сигнала СП с ВРК и АИМ-П будет определяться в данном случае соотношением

$$\Delta f_{ВРК} = 1/2 \Delta t_{АИМ} = N f_{max}. \quad (7.9)$$

Таким образом, ширина полосы частот группового сигнала в СП с ВРК и АИМ-П в точности совпадает с необходимой шириной полосы частот СП с ЧРК и ОБП и является минимально возможной.

Помехозащищенность сигналов в многоканальных системах передачи с ВРК и АИМ

Сравним по помехозащищенности СП с ЧРК и ОБП и с ВРК и АИМ. Будем полагать, что обе системы имеют одинаковое

число каналов  $N$  и одинаковые спектральные плотности канальных сигналов  $S_n(f)$  и работают по аналогичным трактам передачи.

Если СП с ЧРК и ОБП групповой сигнал состоит из верхних боковых полос АМ колебаний, то его спектр будет иметь вид, представленный на рис. 7.6, а (при  $N = 8$ ).

Помехозащищенность в любом я-м канале СП с ЧРК и ОБП определяется соотношением, дБ

$$A_{\text{за}} = 10 \lg (P_{\text{сш}} / P_{\text{шн}}),$$

где

$$P_{\text{сш}} = \int_{(n-1)f_{\text{ма}}^{N}}^{Nf_{\text{ма}}} S(f)_{\text{ЧРК}} df$$

- мощность я-го канального сигнала;

$$P_{\text{шн}} = \int_{(n-1)f_{\text{ма}}}^{Nf_{\text{ма}}} H(f) df$$

- мощность шума в л-м канале;  $H(f)$  - спектральная плотность мощности шума в тракте передачи. Численно мощность сигнала и мощность шума равны площадям треугольника и прямоугольника соответственно.

При равномерной спектральной плотности мощности шума (прямая 1) помехозащищенность во всех каналах СП с ЧРК и ОБП будет одинаковой, а при неравномерной (кривая 2), естественно, более низкой помехозащищенность будет в верхних по частоте каналах (см. рис. 7.6, б) и должна вычисляться для каждого канала отдельно.

В СП с ВРК и АИМ каждый канальный сигнал поочередно занимает всю полосу частот группового тракта, т. е. точно такую же, что и групповой сигнал при ЧРК и ОБП (рис. 7.6, б). Помехозащищенность всех канальных сигналов будет одинаковой при любой спектральной плотности мощности шума и определяется по формуле

$$A_{\text{з}} = 10 \lg (P_{\text{с}} / P_{\text{ш}}),$$

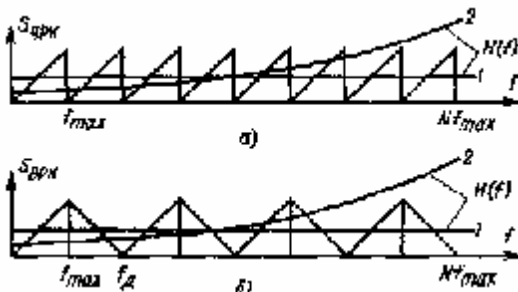


Рис. 7.6. К сравнению СП с ЧРК и ОБП и с ВРК и АИМ

где

$$P_{\text{с}} = \int_0^{Nf_{\text{ма}}} S(f)_{\text{ВРК}} df$$

- мощность сигнала в полосе частот  $Nf_{\text{ма}}$ ,

$$P_{\text{ш}} = \int_0^{Nf_{\text{ма}}} S(f)_{\text{ВРК}} df$$

- мощность шума в полосе частот  $Nf_{\text{ма}}$ .

Из сопоставления обеих спектральных диаграмм на рис. 7.6 видно, что  $P_{\text{с}} = NP_{\text{сш}}$  и  $P_{\text{ш}} = NP_{\text{шн}}$ . Поэтому

$$A_{\text{з}} = 10 \lg (NP_{\text{сш}} / NP_{\text{шн}}) = A_{\text{за}}$$

Таким образом, помехозащищенность сигналов в СП с ВРК и АИМ оказывается точно такой же, что и в системе с ЧРК и ОБП. Следовательно, эти системы по помехозащищенности так же, как и по занимаемой полосе частот, эквивалентны. Общим для них является сильный эффект накопления помех в тракте передачи, когда мощность шума на выходе канала ТЧ прямо пропорциональна протяженности канала.

## 7.2. КВАНТОВАНИЕ СИГНАЛОВ ПО УРОВНЮ

Квантование отсчетов непрерывных сигналов

С целью уменьшения эффекта накопления помех в СП данных широко используется метод регенерации сигналов, искаженных шумом. Если реализация принимаемого сигнала находится в зоне правильного приема, то выносится определенное решение, в соответствии с которым формируется элемент сигнала, очищенный от шумов. Естественно, что указанный способ устранения шумов работоспособен только при передаче цифровых сигналов, т. е. сигналов с конечным числом состояний. Воспользуемся данным методом для передачи отсчетов непрерывных первичных сигналов. В этом случае вся область допустимых мгновенных значений отсчетов  $a$  ( $/ A$ ) делится на  $M$  разрешенных или квантованных уровней (рис. 7.7, а) и

каждый раз при передаче очередного отсчета его значения округляется до ближайшего разрешенного уровня. При этом, естественно, возникает ошибка округления (квантования) (рис. 7.7, б):

$$\varepsilon_{кв} (i \Delta t) = a(i \Delta t) - a_{кв} (i \Delta t). \quad (7.10)$$

Разность  $\Delta$  между двумя соседними уровнями квантования называется шагом квантования.

Поскольку на приеме наблюдаются не истинные значения, а квантованные  $a_{кв} (i \Delta t)$  - а ( $\Delta$ ) - е кв ( $\Delta$ ), то на выходе ФНЧ приема вместе с полезным сигналом  $a(t)$  будет присутствовать шум

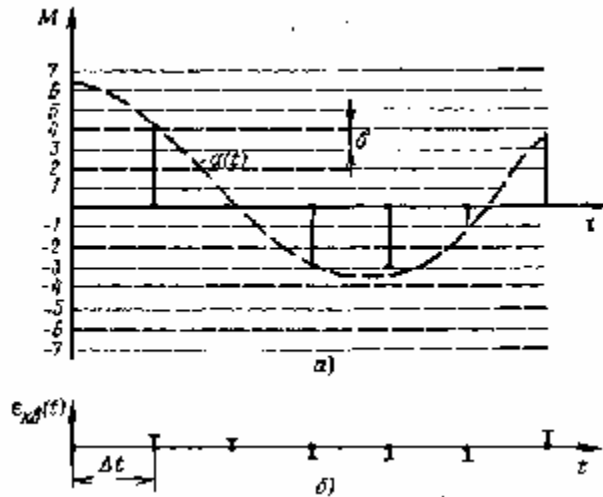


Рис. 7.7. К понятию квантования сигналов по уровню

шум квантования ЕКВ. Введение квантованных сигналов порождает уже на передаче шум, эффективная мощность которого не должна превышать допустимого значения для стандартных каналов ТЧ.

Средняя мощность шумов квантования

В предположении идеальной передачи квантованного сигнала его помехозащищенность А.КВ будет определяться только шумами квантования, т. е.

$$A_{кв} = 10 \lg (P_c / P_{шкв}),$$

где  $P_c$  - средняя мощность сигнала;  $P_{шкв}$  - средняя мощность шума квантования.

Условно квантование можно осуществить путем пропускания отсчетов сигнала через четырехполосник — квантователь с кусочно-ломаной амплитудной характеристикой (рис. 7.8, а).

Амплитудная характеристика квантователя  $a^{\wedge} = F(a)$  может быть представлена в виде суммы идеальной линейной характеристики и характеристики, определяющей искажения сигнала (рис. 7.8, б). Характеристика квантователя имеет два участка: • зону квантования и зону ограничения. В зоне квантования погрешность  $\varepsilon_{кв}$  всегда находится в пределах  $-\Delta/2 \dots \Delta/2$ . В зоне ограничения, когда  $|a| > U_{огр}$  ( $U_{огр}$  - порог ограничения квантователя), погрешность  $\varepsilon_{огр} = a - U_{огр}$  пропорциональна значению квантуемого отсчета. Поэтому результирующий шум на выходе

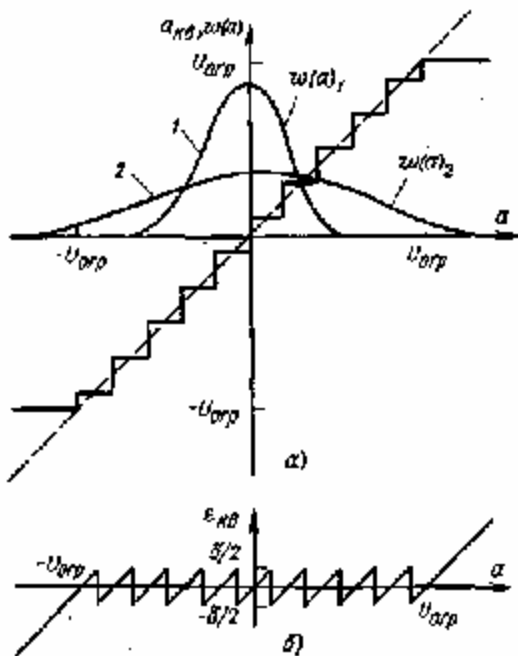


Рис. 7.8. К определению мощности шумов квантования и ограничения канала при передаче квантованных значений случайного сигнала будет состоять из двух слагаемых — шума квантования и шума ограничения.

При малых средних мощностях (уровнях) сигнала, т. е. при узкой плотности распределения мгновенных значений (кривая 1 на рис. 7.8, а), все его реализации находятся в пределах зоны квантования, а при больших средних мощностях сигнала (кривая 2 на рис. 7.8, б) значительная часть его реализаций попадает в зону ограничения.

Определим мощность шума квантования, полагая, что плотность распределения  $w(a)$  мгновенных значений квантуемого сигнала известна. При достаточно большом числе уровней квантования  $M$  можно считать, что плотность распределения  $w(a)$ , в пределах каждого  $i$ -го участка квантования равномерна, т. е. имеет вид прямоугольника с шириной  $\delta$  и ординатой  $w(a_i)$ . Поэтому дисперсия шума квантования для  $i$ -го участка определяется известным соотношением

$$\sigma_{кв}^2 = \int_{a_i - \delta/2}^{a_i + \delta/2} (a - a_i)^2 w(a) da.$$

Но в силу сделанного допущения плотность распределения  $w(a)$  в пределах  $i$ -го участка постоянна, т. е. не зависит от  $a$  и приблизительно равна  $w(a_i)$ . Тогда последний интеграл после замены переменных  $(a - a_i) = \epsilon$ , приводится к виду

$$\sigma_{кв}^2 = w(a_i) \int_{-\delta/2}^{\delta/2} \epsilon^2 d\epsilon = p_i \frac{\delta^3}{12}, \quad (7.11)$$

где  $p_i = w(a_i) \delta$  — вероятность попадания сигнала в  $i$ -ю зону квантования.

Суммарная дисперсия будет определяться суммой дисперсий в каждой зоне квантования или

$$\sigma_{кв}^2 = \sum_{i=1}^M \sigma_{кв,i}^2 = \sum_{i=1}^M p_i \frac{\delta^3}{12}.$$

При равномерном квантовании, когда все шаги  $\delta$ , одинаковы,

$$\sigma_{кв}^2 = \delta^3 / 12. \quad (7.12)$$

Из (7.12) следует, что при равномерном квантовании дисперсия  $\sigma_{кв}^2$  зависит лишь от шага квантования  $\delta$  и не зависит от уровня сигнала. При заданном динамическом диапазоне сигнала величина  $\delta$  однозначно определяет необходимое число уровней квантования  $M$ .

Средняя мощность шумов ограничения

Методика расчета мощности шумов ограничения аналогична ранее использованной. Зависимость ошибки ограничения  $e_{огр}$  от мгновенного значения сигнала на входе тракта показана на рис. 7.9. Поскольку плотность распределения мгновенных значений квантуемого сигнала является четной функцией своего аргумента, то средняя мощность шума ограничения может быть определена известным образом:



$$P_{ш.огр} = 2 \int_{U_{огр}}^{\infty} (a - U_{огр})^2 w(a) da. \quad (7.13)$$

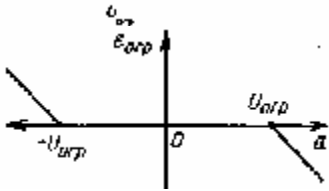


Рис. 7.9. Зависимость ошибки ограничения от значения входного сигнала

При гауссовской плотности распределения мгновенных значений кодируемого сигнала после ряда преобразований получаем

$$P_{ш.огр} = P_c \left[ 1 + \sqrt{\frac{2x}{\pi}} \exp(-x^2/2) - 2\Phi(\sqrt{x}) \right], \quad (7.14)$$

$$x = P_{огр}/P_c = U_{огр}^2 / u_{\sigma}^2, \quad \Phi(\sqrt{x}) = \int_0^{\sqrt{x}} \exp(-t^2/2) dt$$

- интеграл

вероятностей;  $u_{\sigma}$  — действующее значение напряжения сигнала.

Зависимость защищенности сигнала от шумов ограничения, полученная по формуле (7.14), приведена на рис. 7.10. Эта зависимость имеет характер быстро возрастающей с ростом  $x$  функции. Уменьшение мощности сигнала вдвое приводит к уменьшению мощности шумов ограничения более чем в 4000 раз. Еще более резкий характер имеет эта зависимость для сигналов, ограниченных по амплитуде, например гармонических или сигналов вещания.

Спектральное распределение шумов ограничения в режиме максимальной загрузки тракта равномерно в полосе частот от нуля до  $0,5/d$ .

Защищенность сигнала от собственных шумов, включающих шумы квантования и ограничения, как функция нормированной мощности преобразуемого сигнала с нормальным распределением мгновенных значений показана на рис. 7.11. Максимальная защищенность при  $\tau = 7$  равна 35,1 дБ и достигается при  $10 \lg x = -11,2$  дБ. При  $\tau = 8$  она равна 40,5 дБ для  $10 \lg x = -12$  дБ, а при  $\tau = 9$  она равна 46,3 дБ и соответствует  $10 \lg x = -12,1$  дБ.

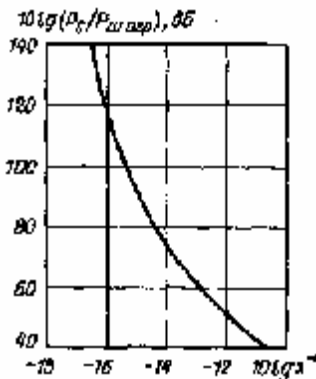


Рис. 7.10. Защищенность сигнала от шумов ограничения

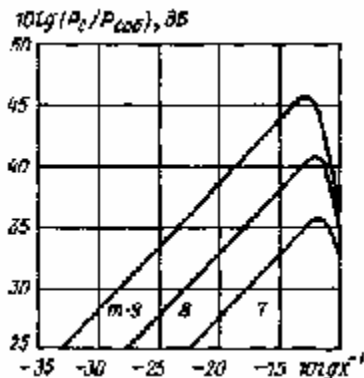


Рис. 7.11. Зависимость защищенности сигнала от собственных шумов:

Лов - мощность собственных шумов

Из рис. 7.11 видно, что динамический диапазон квантователя с линейной шкалой квантования очень узок, хотя иногда и обеспечивается достаточно высокая помехозащищенность сигнала.

В тех случаях, когда сигнал на входе тракта ИКМ отсутствует, на его выходе может иметь место так

называемый шум молчания. Появление этого шума обусловлено тем, что квантовая характеристика ИКМ тракта обычно медленно и незначительно меняется во времени из-за разного рода нестабильностей элементов кодера и декодера, а также изменения напряжения источников питания. Если характеристика расположена в центральной зоне (рис. 7.12, в), то малейшие шумы на входе тракта приведут к появлению на его выходе клипированного шума с амплитудой  $5/2$  и мощностью  $5/4$ .

Если характеристика имеет такое положение, как показано на рис. 7.12, а, то незначительные флуктуации во входных цепях не приведут к появлению на выходе тракта каких-либо шумов. В случае, когда характеристика занимает промежуточное положение (рис. 7.12, б), на выходе тракта могут возникать импульсы с амплитудой  $5$  при значительной их скважности.

Таким образом, максимальная мощность шумов в режиме молчания ( $P_{ш м}$ ) определяется величиной  $5/4$  и может превышать мощность шумов квантования не более чем в 3 раза, т. е.  $P < 3P$

$Ш М \sim Ш КВ'$

Определение необходимого числа шагов для линейной шкалы квантования

Найдем значение  $8$  или  $M$ , при которых обеспечивается заданная помехозащищенность сигнала  $D$ , доп.

Уровень средней мощности речевых сигналов подчиняется нормальному закону распределения со средним значением  $p_0 = -13,6$  дБ и среднеквадратическим отклонением  $\sigma_c = 5$  дБ. Допуская превышение уровня средней мощности в активном канале с вероятностью не более  $0,001$  для максимального и минимального его значений, получаем  $p_{гшс} = p_0 + 3\sigma_c$  и  $p_{мин} = p_0 - 3\sigma_c$ .

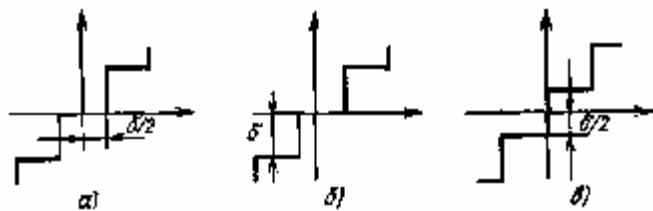


Рис. 7.12. Возможные положения квантующей характеристики относительно начала координат

Следовательно, динамический диапазон уровней сигнала

$D = P_{max} - P_{min} = \text{вас.}$

Принимая во внимание, что пик-фактор речевого сигнала  $v = 12$  дБ, определяем уровень сигнала, вероятность появления которого не превышает  $0,001$ :

$$P_{огр} = P_{max} + 12 = p_0 + 3\sigma_c + 12.$$

Таким образом, диапазон уровней, в пределах которого все реализации речевого сигнала находятся с вероятностью  $0,999$ , составит

$$P_c = P_{огр} + P_{мин} = D + 12 = 6\sigma_c + 12,$$

где  $D$  - динамический диапазон уровня сигнала. Необходимое число уровней квантования следует определять из условия выполнения норм по помехозащищенности. Помехозащищенность сигнала на выходе канала ТЧ в соответствии с рекомендациями МККТТ должна быть не менее  $32,5$  дБ, что соответствует усредненной мощности сигнала  $32$  мкВт и допустимой психометрической мощности помех  $10000$  пВт в точке нулевого относительного уровня.

Помехозащищенность по шумам квантования

$$A_{з, кв} = 10 \lg (P_{ср}/P_{ш кв}) \geq A_{з, доп} \quad (7.15)$$

где  $P_{ср} = 10^{-1} > \dots$  - средняя мощность, соответствующая минимальному уровню сигнала;  $P_{ш кв} = 82/12J$  - мощность шума квантования, рассеиваемая на нагрузочном сопротивлении  $R$ .

Если вся область допустимых мгновенных значений сигнала в пределах  $\{ -U_{огр}, U_{огр} \}$  разделена на  $M$  уровней квантования, то  $2t/огр = M/6$ . Отсюда  $8 = 2f/огр/A$ , а мощность шума квантования соответственно

$$P_{ш кв} = \frac{U_{огр}^2}{R} \frac{1}{3M^2} = 10^{-1} U_{огр}^2 / 3M^2.$$

Подстановка  $P_{ср}$  и  $P_{ш кв}$  в (7.15) приводит к результату

$$A_{з, кв} = -D - v + 6m + 4,77,$$

где  $t = \log M$  - число разрядов двоичных кодовых комбинаций, с помощью которых можно закодировать  $M$  уровней квантования. Из полученного уравнения определяем

$$m = (A_{з, доп} + D + v - 4,77)/6 \approx 12, \quad (7.16)$$

или  $M = 4096$ .

Таким образом, если предположить, что все квантованные уровни сигнала передаются безошибочно, то на выходе канала

при числе уровней квантования  $M = 4096$ .

Вероятность ошибочной регистрации любого передаваемого уровня может быть легко определена с помощью известного соотношения

$$P_{\text{ош}} = 2 \int_{\xi/2\sigma}^{\infty} w(\xi) d\xi,$$

$$w(\xi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\xi^2/2\sigma^2}$$

- плотность распределения гауссовского

шума в групповом тракте передачи с квантованной АИМ;  $\sigma$  — среднеквадратическое значение шума. Поскольку

$$\delta = 2U_{\text{ш}}/M, \text{ а } U_{\text{ош}} = 0,77510^{0,45} \sigma_c \cdot 10^{(0,115 \log_{10} \sigma_c + 0,115 \log_{10} \delta)} = \sigma_c \cdot 10^{0,05 \log_{10} \sigma_c + 0,115 \log_{10} \delta},$$

то вероятность ошибочной регистрации передаваемого уровня квантования

$$P_{\text{ош}} = 2 \left[ \frac{1}{2} - \Phi \left( \frac{15,85}{M} \frac{U_{\text{ош}}}{\sigma} \right) \right] \quad (7.17)$$

На рис. 7.13 приведена зависимость вероятности ошибки от числа уровней  $M$  при отношении сигнал-помеха, равном 20 дБ.

Экспериментально установлено, что качество передачи непрерывных сигналов методом квантованной АИМ будет удовлетворительным, если вероятность ошибочной регистрации передаваемого уровня не превышает 10 на весь тракт. Ошибки, возни-

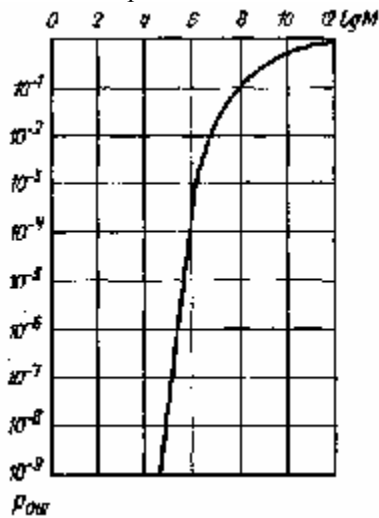


Рис. 7.13. Зависимость вероятности ошибки от числа уровней квантования

кающие в каждом пункте регенерации, практически можно считать независимыми. Поэтому при числе регенераторов в тракте, равном  $K$ , вероятность ошибки на каждый регенератор не должна превышать  $10/K$ . Например, при  $K = 100$  она должна быть не выше  $10^{-4}$ .

Из рис. 7.13 следует, что обеспечить такую вероятность ошибки в случае идеальных характеристик тракта можно только при  $M < 32$ , но тогда, естественно, будут большие шумы квантования. Если же в тракте передачи есть АЧИ и ФЧИ, то даже при любых малых их значениях вероятность ошибки не будет равна нулю в отсутствие помех в тракте. Следовательно, устранить эффект накопления помех в тракте за счет передачи сигналов методом квантованной АИМ невозможно.

### 7.3. ЦИФРОВЫЕ ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ

Принципы формирования ИКМ сигналов

В процессе формирования ИКМ сигналов квантования уровни отсчетов непрерывных сигналов преобразуются в кодовые комбинации. При аналого-цифровом преобразовании (АЦП) в системах с ИКМ используются равномерные двоичные коды, в которых число кодовых символов или разрядов кодовых комбинаций равно  $t$ , а каждый символ может принимать значение 0 или 1. Применяются следующие равномерные двоичные коды: натуральный; симметричный; рефлексный.

При натуральном двоичном кодировании структура кодовой группы определяется номером шага квантования, записанным в двоичной системе исчисления с помощью полинома

$$a_{\text{нк}} = \sum_{l=0}^{n-1} \alpha_l 2^l,$$

где  $\alpha_l$  — кодовый символ, принимающий значение 0 или 1. Натуральный двоичный код применяется для кодирования униполярных импульсов. Кодовая таблица для натурального двоичного четырехразрядного кода приведена на рис. 7.14, а.

Недостаток натурального двоичного кода состоит в том, что кодовые группы, соответствующие соседним шагам квантования, могут различаться во многих разрядах кода. Поэтому при изменении значения отсчета во время кодирования может произойти переход от одного шага квантования к другому, сильно отличающемуся от него. Такой переход наиболее вероятен в центральной части амплитудной характеристики. Например, если после нача-

336 ;

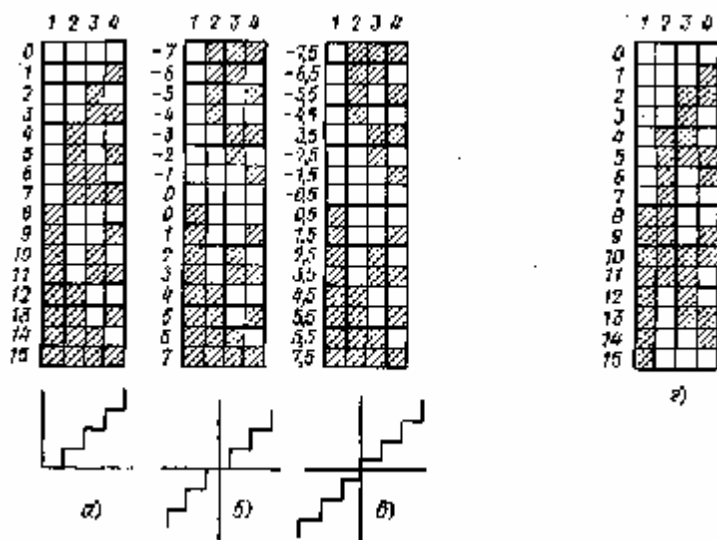


Рис. 7.14. Разновидности двоичных равномерных кодов

ла кодирования седьмого уровня отсчетное значение выросло до восьмого, то вместо кодовой группы 0111 будет передана группа 0000, что будет соответствовать передаче нулевого уровня.

Двухполярным сигналам (речевым, групповым телефонным) свойственна максимальная плотность вероятности малых мгновенных значений напряжения. Для таких сигналов разряды кодовых групп соседних уровней в центре амплитудной характеристики квантования должны отличаться в минимальном числе разрядов. С этой целью применяют симметричные двоичные коды двух разновидностей, отличающиеся расположением амплитудной характеристики квантования относительно начала координат. Особенность первого из них (рис. 7.14, б) состоит в том, что сигнал или шумы амплитудой, меньшей  $8/2$ , не передаются (ограничение по минимуму). Для второго кода (рис. 7.14, в) шум малого уровня в отсутствие сигнала приводит к случайным переходам между состояниями  $-5/2$  и  $8/2$  и передается на выход системы, что приводит к так называемым "шумам незанятого канала" или "шумам молчания".

При кодировании симметричными кодами символ первого разряда определяется знаком отсчета, а символы остальных разрядов - абсолютным значением отсчета, выраженным в двоичной системе исчисления. Для групповых телефонных и широкополосных телевизионных сигналов различие символов в большом числе разрядов кодовых групп соседних уровней квантования не-

337

желательно, так как в этих случаях ошибки кодирования особенно опасны. Поэтому для их кодирования используется рефлексный двоичный код (код Грея), в котором кодовые группы соседних уровней квантования отличаются лишь в одном разряде кода (рис. 7.14, г).

На приемном конце принятые кодовые группы декодируются, в результате чего восстанавливаются отсчетные значения передаваемого сигнала. Затем последовательность импульсов цифровой АИМ-П демодулируется с помощью ФНЧ. Кодеры и декодеры, предназначенные для АЦП и ЦАП, в совокупности называют ко-деками.

Полоса частот группового ИКМ сигнала

В цифровой СП с ИКМ каждый отсчет непрерывного сигнала кодируется с помощью  $w$ -разрядной кодовой комбинации. Поэтому в отличие от СП с цифровой АИМ здесь за время  $D\tau$  АИМ требуется передать  $t$  импульсов. Если элементы цифрового ИКМ сигнала имеют прямоугольную форму, то ширина его спектра будет, естественно, бесконечной. Минимально необходимая ширина полосы частот группового TV-канального ИКМ сигнала может быть определена в случае, когда единичные элементы цифрового сигнала имеют вид  $\sin x/x$ , т. е. когда спектр каждого элемента сигнала строго ограничен.

Поскольку отводимое для передачи одного разряда кодовой комбинации ИКМ время  $A_{икм} = A_{АИМ}/i$ , минимально необходимая полоса частот группового сигнала ИКМ будет определяться в виде

$$\Delta f_{ИКМ} = m N f_{max} \quad (7.18)$$

Таким образом, ширина полосы частот группового сигнала ИКМ в  $t$  раз шире, чем при ЦАИМ, но она все же существенно

уже, чем при ЦФИМ и ЦШИМ, и определяется только числом разрядов кодовых комбинаций.

Из (7.18) следует, что при обеспечении требуемой нормы по помехозащищенности (32,5 дБ) полосу частот

группового ИКМ сигнала необходимо расширить в 12 раз по сравнению с системами передачи с ЧРК и ОБП или ВРК и АИМ. В свою очередь число разрядов кодовых комбинаций, как это следует из (7.16), при заданных пик-факторе сигнала и требуемой помехозащищенности зависит еще от динамического диапазона сигнала. Уменьшить динамический диапазон сигнала можно за счет введения переменного шага квантования.

338

Шумы квантования в системах передачи с ИКМ и нелинейной  $j$  шкалой квантования

Если потребовать постоянства помехозащищенности в заданном динамическом диапазоне входных уровней, то можно легко определить зависимость шага квантования от мгновенного значения кодируемого напряжения:

$$\delta_1 = u_{вх} \sqrt{12} \cdot 10^{-0,05A_1}$$

Следовательно, для выравнивания величины защищенности при изменении уровня сигнала в широких пределах нужно применять неравномерное квантование, при котором шаг квантования имеет минимальное значение для слабых сигналов и увеличивается с увеличением уровня сигнала.

Нелинейная шкала квантования в СП с ИКМ может быть реализована следующими способами:

- 1) сжатием с помощью компрессора динамического диапазона сигнала перед кодированием его в коде с линейной шкалой квантования и последующим его расширением экспандером после декодирования;
- 2) нелинейным кодированием и декодированием;
- 3) цифровым компандированием.

Все три способа практически равноценны, однако они отличаются не только схемными решениями, но и эксплуатационными характеристиками. Нелинейные кодеки и цифровые компандеры обеспечивают лучшую стабильность характеристик канала. Им не свойственны недостатки, имеющие место при несогласованной работе компрессора и экспандера.

Для определения характеристики квантователя-сжимателя положим, что выходной сигнал компрессора поступает на линейный квантователь с шагом 8. Тогда отношение шагов квантования на выходе (8) и входе (8,) компрессора будет связано соотношением

$$\delta / \delta_1 = \Delta u_{вых} / \Delta u_{вх}$$

где  $\Delta u_{вх}, \Delta u_{вых}$  - соответствующие друг другу приращения напряжения на входе и выходе компрессора. Но так как

$$\delta_1 = u_{вх} \sqrt{12} \cdot 10^{0,05A_1}, \text{ то } \Delta u_{вых} = \frac{\delta \cdot 10^{0,05A_1}}{u_{вх} \sqrt{12}} \Delta u_{вх}$$

Переходя к бесконечно малым величинам, получаем

$$d u_{вых} = \frac{\delta \cdot 10^{0,05A_1}}{\sqrt{12}} \frac{U_{отр}}{u_{вх}} d \left( \frac{u_{вх}}{U_{отр}} \right)$$

Интегрируя обе части, имеем

$$u_{вых} = \frac{\delta \cdot 10^{0,05A_1}}{\sqrt{12}} \ln \left| \frac{u_{вх}}{U_{отр}} \right| + C_1$$

где  $C_1$  — постоянная интегрирования. Обозначив

$$\delta \cdot 10^{0,05A_1} / \sqrt{12} = C_1,$$

получим

$$u_{вых} = C_1 \ln |u_{вх} / U_{отр}| + C_1 = C_1 \ln |u_{вх} / U_{отр}| + C_1 \frac{C_1}{C_1} = C_1 \ln |u_{вх} / U_{отр}| + C_1 \ln [\exp(C_1/C_1)]$$

При  $u_{вх} = U_{отр}$ ,  $u_{вых} = U_{отр}$ . Тогда  $U_{отр} = C_1 [\ln (U_{отр}/U_{отр}) + C_1/C_1]$ .

Отсюда  $C_1 = U_{отр}$ ,  $u_{вых} = C_1 \ln (\mu |u_{вх}| / U_{отр})$ , где  $\mu = \exp(C_1/C_1)$  — коэффициент сжатия компрессора.

Поскольку функция  $u_{вых}$  при  $u_{вх} = 0$  имеет разрыв, то без модификации ее невозможно применять на практике. Поэтому выберем следующую аппроксимацию:

$$u_{вых} = C_2 \ln \left[ \mu \frac{|u_{вх}|}{U_{отр}} + b \right]$$

Коэффициенты  $C_2$  и  $b$  можно найти исходя из условий  $u_{вых} = 0$  при  $u_{вх} = 0$  и  $u_{вых} = U^{\wedge}$  при  $u_{вх} = U^{\wedge}$ .

$$C_2 \ln \left[ \mu \frac{|u_{вх} = 0|}{U_{отр}} + b \right] = 0$$

Если  $C_2 \neq 0$ , то  $\ln \dots = 0$  или  $b = \dots$ . Откуда

$U_{\text{отр}} = C_2 \ln [\mu U_{\text{отр}} / U_{\text{отр}} + 1]$  или  $C_2 = U_{\text{отр}} / \ln(1 + \mu)$ . Следовательно,

$$u_{\text{вкл}} = U_{\text{отр}} \frac{\ln(\mu |u_{\text{вкл}}| / U_{\text{отр}} + 1)}{\ln(1 + \mu)} \text{sign}(u_{\text{вкл}}).$$

Мощность шума квантования на выходе канала с нелинейной характеристикой шкалы квантования определяется суммой мощностей в каждой зоне квантования:

$$P_{\text{ш.кв}} = 2 \sum_{k=1}^K \frac{\delta_k^2}{12R} p_k,$$

где  $\delta_k$  - k-й шаг квантования;  $p_k$  - вероятность попадания сигнала в k-й шаг квантования;  $R$  — сопротивление в точке определения мощности шума.

340

Но

$$\delta_k = \delta / \frac{du_{\text{вкл}}}{du_{\text{отр}}}; \quad \delta = 2U_{\text{отр}} / 2^m.$$

С учетом этого имеем

$$P_{\text{ш.кв}} = 2 \sum_{k=1}^K \frac{(2U_{\text{отр}})^2}{12 \cdot 4^m R (du_{\text{вкл}}/du_{\text{отр}})^2} \varphi(u_{\text{вкл}}) \Delta u_{\text{отр}}.$$

При достаточно большом  $m$  сумму можно заменить интегралом:

$$P_{\text{ш.кв}} = \frac{U_{\text{отр}}^2}{3 \cdot 4^m R} \int_{-U_{\text{отр}}}^{U_{\text{отр}}} \frac{\varphi(u_{\text{отр}})}{(du_{\text{вкл}}/du_{\text{отр}})^2} du_{\text{отр}}.$$

Так как

$$u_{\text{вкл}} = U_{\text{отр}} \frac{\ln(\mu |u_{\text{отр}}| / U_{\text{отр}} + 1)}{\ln(1 + \mu)},$$

то

$$P_{\text{ш.кв}} = \frac{U_{\text{отр}}^2 \ln^2(1 + \mu)}{3 \cdot 4^m \ln^2 R} \int_{-U_{\text{отр}}}^{U_{\text{отр}}} \left(1 + \mu \frac{|u_{\text{отр}}|}{U_{\text{отр}}}\right)^2 \varphi(u_{\text{отр}}) du_{\text{отр}}.$$

Выполнив интегрирование с учетом сделанных замечаний, после несложных преобразований получим

$$P_{\text{ш.кв}} = \frac{P_{\text{отр}} \ln^2(1 + \mu)}{3 \cdot 4^m \ln^2} \left(1 + 2\mu \sqrt{\frac{P_c}{P_{\text{отр}}}} + \mu^2 \frac{P_c}{P_{\text{отр}}}\right).$$

Теперь вычислим помехозащищенность сигнала по шумам квантования:

$$A_{1, \text{кв}} = 10 \lg(P_c / P_{\text{ш.кв}}) = p_c - p_{\text{отр}} + 4,77 + 6m + 20 \lg[\mu \ln(1 + \mu)] - 20 \lg(1 + \mu \sqrt{P_c / P_{\text{отр}}}).$$

Для больших  $\mu$  справедливо

$$1 + \mu \sqrt{P_c / P_{\text{отр}}} \approx \mu \sqrt{P_c / P_{\text{отр}}}.$$

$$A_{2, \text{кв}} = 6m + 4,77 - 20 \lg\{\ln(1 + \mu)\}$$

Если  $\mu = 250$ , то для  $m = 7$  имеем  $A_1 = 32$  дБ, а при  $m = 8$  соответственно  $A_2 = 38$  дБ.

Кроме  $\mu$ -характеристики на практике применяют  $\mu/A$ -характеристику компрессии

$$u_{\text{вкл}} = \begin{cases} \frac{Au_{\text{отр}}/U_{\text{отр}}}{1 + \ln A}, & 0 < |x| < 1/A, \\ \frac{1 + \ln(Au_{\text{отр}}/U_{\text{отр}})}{1 + \ln A}, & 1/A < |x| < 1; \quad x = u_{\text{отр}}/U_{\text{отр}}; \quad A = 87,6. \end{cases}$$

Для этой характеристики значения  $A_{2, \text{кв}}$  находятся примерно в тех же пределах.

Таким образом, введение нелинейной шкалы квантования позволяет в достаточно широком динамическом диапазоне уровней входного сигнала обеспечить требуемую помехозащищенность на выходе канала при уменьшении числа разрядов кодовых комбинаций в 1,5 раза по сравнению с линейной шкалой квантования. Соответственно этому требуемая полоса частот группового сигнала ИКМ сужается также в 1,5 раза, т. е. она становится равной  $A/\text{икм} = 8^m/\text{тах}$ .

Дельта-модуляция

Кроме рассмотренного цифрового метода передачи отсчетов непрерывных сигналов существуют методы, основанные на передаче приращений сигнала, когда в цифровом виде передается информация о приращении данного отсчета по отношению к предыдущему. Подобные методы передачи называются относительными или дифференциальными. Наиболее простым дифференциальным методом цифровой модуляции является

линейная дельта-модуляция (ДМ). При линейной ДМ непрерывный сигнал сначала аппроксимируется ступенчатой функцией с постоянным шагом приращения (рис. 7.15, а), а затем эта функция преобразуется в последовательность импульсов, каждый из которых имеет информацию лишь о знаке ее приращения. На приемном конце при известной уже величине предыдущего отсчета и априорно заданном шаге приращения определяется уровень переданного

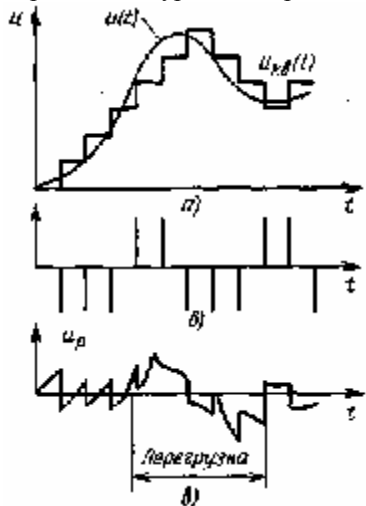


Рис. 7.15. К понятию принципа формирования сигналов дельта-модуляции отсчета и таким образом, воспроизводится аппроксимирующий сигнал ступенчатая функция, после сглаживания которой на выходе ФНЧ получают исходный аналоговый сигнал.

На рис. 7.16 приведена структурная схема системы передачи с линейной ДМ. Модулятор содержит двухуровневое решающее устройство (РУ), управляемое последовательностью двоичных импульсов тактовой частоты  $f_T$ . Если на вход РУ подается положительное напряжение ( $u > 0$ ), то на его выходе в тактовые моменты времени  $1/T_{DM}$ , где  $A_{DM} = 1/f_T$ , формируется кодовый импульс положительной полярности. При  $u < 0$  на выходе РУ появляется импульс отрицательной полярности.

В цепь обратной связи модулятора включен интегратор. Временная функция на выходе интегратора после каждого поступившего на его вход импульса получает одинаковое приращение со знаком, соответствующим полярности импульса (см. рис. 7.15, б). В результате на выходе интегратора формируется ступенчатая функция  $u_j(t)$ , аппроксимирующая передаваемый аналоговый сигнал (см. рис. 7.15, а). Затем эта функция сравнивается в схеме вычитания с аналоговым сигналом  $u(t)$  и разностный сигнал  $u_p(t) = u(t) - u_j(t)$  (см. рис. 7.15, в) подается на вход РУ. В соответствии с указанным выше алгоритмом работы РУ формируется положительный импульс, если в момент подачи тактового импульса  $u_p > 0$ , и отрицательный, если в этот момент  $u_p < 0$ . Таким образом, линейной ДМ соответствует двухуровневое (+1 или -1) одноразрядное кодирование.

Декодером на приемном конце служит интегратор, после которого ступенчатая функция сглаживается и происходит восстановление переданного аналогового сигнала.

При рассмотренной выше аппроксимации на тех участках, где резко изменяется крутизна сигнала, ступенчатая функция, имеющая одинаковый шаг приращения, не "успевает следить" за изменением сигнала. В результате на этих участках возникает перегрузка модулятора (см. рис. 7.15, в) - ошибка аппроксимации, а следовательно, резко возрастает шум. Принципиальное отличие ДМ от других видов цифровой модуляции состоит в том, что при ДМ ограничивается допустимая скорость изменения исходного сигнала, а не его амплитуда.

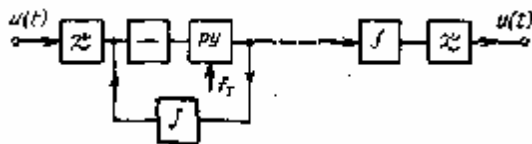


Рис. 7.16. Структурная схема системы передачи с дельта-модуляцией

Определим минимально необходимую полосу частот группового сигнала ДМ в предположении, что помехозащищенность сигнала удовлетворяет нормам МККТТ, т. е. она не хуже, чем при других рассмотренных цифровых видах модуляции. Характеристики СП с ДМ будем определять для канала общего вида, когда его передаточная функция имеет вид прямоугольника шириной  $f^{\wedge}$

Универсальной характеристикой канала связи является его импульсная характеристика или функция включения. В каналах с ДМ удобнее воспользоваться функцией включения, поскольку именно от нее зависит скорость изменения сигнала на выходе частотно-ограниченного канала связи. Отклик канала с идеальной АЧХ на функцию включения с амплитудой, равной  $t/0_{гр}$ , определяется известным соотношением

$$u(t)_{max} = U_{нпр} \frac{2}{\pi} \int_0^{\phi_{max}} \frac{\sin x}{x} dx$$

Скорость изменения сигнала на выходе канала с ДМ должна быть не меньше, чем скорость изменения  $m(t)$  на выходе аналогового канала. Но скорость изменения функции  $m(t)$  равна ее производной, т. е.

$$u'(t)_{\max} = \frac{d m(t)_{\max}}{dt} = \frac{dU_{\text{ср}}}{dt} \frac{2}{\pi} \int_0^{\omega_{\max} t} \frac{\sin x}{x} dx$$

Поскольку производная от определенного интеграла по верхнему пределу равна значению предынтегральной функции при аргументе, равном верхнему пределу, умноженному на производную от верхнего предела, то

$$u'(t)_{\max} = \frac{d m(t)_{\max}}{dt} = \frac{2U_{\text{ср}}}{\pi} \omega_{\max} \frac{\sin \omega_{\max} t}{\omega_{\max} t}$$

Максимальная скорость изменения  $u'$  (Оных будет при  $t = 0$ , и она должна быть не выше, чем скорость изменения аппроксимирующей функции дельта-модулятора  $5/A_{\text{дм}}$ . Поэтому

$$\delta / A_{\text{дм}} \geq u'(t)_{\max} = \frac{2U_{\text{ср}}}{\pi} \omega_{\max}$$

где  $5$  - шаг приращения аппроксимирующей функции;  $A_{\text{дм}}$  - тактовый интервал.

Так же как и при квантовании АИМ, шаг квантования  $\delta$  можно выразить через пиковое напряжение сигнала:

$$\delta = 2U_{\text{ср}} / M$$

или

$$\Delta t_{\text{дм}} = \pi / \omega_{\max} M = 1 / 2f_{\max} M$$

Отсюда минимально необходимая полоса частот одного сигнала ДМ  $A_{\text{дм}} = A f_{\max}$ . В  $\Delta$ -канальной системе с ДМ при передаче отдельных импульсов цифрового сигнала в виде функций  $\sin x/x$  ширина полосы частот группового сигнала  $A_{\text{дм}} = M N f_{\max}$ . Если шаг квантования  $\delta$  в системе с ДМ такой же, что и в системе с цифровой АИМ, то требуемая полоса частот будет точно такой же, что и при ЦФИМ или ЦШИМ. Путем соответствующего выбора амплитуды импульсов сигнала ДМ можно свести вероятность ошибки при принятии решений до сколь угодно малого значения и тем самым устранить эффект накопления помех в тракте.

В СП с ДМ интервалы между соседними отсчетами гораздо меньше и, следовательно, частота дискретизации гораздо выше, чем в системе с цифровой АИМ (ЦАИМ). За время относительно небольших интервалов между отсчетами при ДМ мгновенное напряжение сигнала не успевает измениться настолько, чтобы последовательные отсчеты были независимыми. При расчете необходимой полосы частот корреляционные связи не учитывались. Практически же ошибка квантования за счет корреляционных связей соседних отсчетов уменьшается, так как ошибка для данного отсчета зависит от величины и знака ошибки для предыдущего отсчета, благодаря чему имеет место их частичная компенсация. Кроме того, следует учитывать и то, что спектральная плотность мощности речевого сигнала на верхних частотах существенно меньше, чем в середине частотного диапазона. Учет этих факторов позволяет уменьшить требуемую частоту дискретизации до 150...200 кГц.

Тактовая частота в СП с ДМ может быть существенно уменьшена, если во избежание перегрузки шаг квантования менять с изменением крутизны или огибающей аналогового сигнала. Различают следующие виды компандирования при ДМ: инерционное по огибающей сигнала (слововое); мгновенное и по структуре цифрового сигнала на выходе модулятора.

Компандирование позволяет не только уменьшить тактовую частоту, но и поддержать постоянство отношения сигнал-шум квантования при изменении средней мощности сигнала в достаточно широких пределах и тем самым расширить динамический диапазон сигнала.

Инерционное компандирование применяют при передаче речевых сигналов. Шаг квантования в данном случае меняется с изменением уровня средней мощности сигнала. При слововом компандировании инерционные сжиматель и расширитель включают соответственно на входе модулятора и выходе демодулятора, как

345

это делается в каналах ТЧ и вещания СП с ЧРК, с целью повышения помехозащищенности и расширения динамического диапазона. Так же как и в СП с ЧРК, при большой степени сжатия возникают искажения из-за несогласованности характеристик сжимателя и расширителя. Чтобы исключить это, применяют инерционные сжиматели и расширители с коэффициентами сжатия  $u_{\text{сж}}=0,5$  и расширения  $u_{\text{р}}=2$ . Динамический диапазон при таком компандировании расширяется примерно на 15 дБ.

При мгновенном компандировании шаг квантования адаптируется в соответствии с крутизной передаваемого сигнала. Подобная адаптивная ДМ отличается тем, что в цепь обратной связи как модулятора, так и демодулятора вводится схема управления работой интегратора, которая управляет величиной шага квантования формируемого интегратором ступенчатого напряжения.

При компандировании по структуре цифрового потока цифровой сигнал, как показано на рис. 7.17, с выхода модулятора через анализатор плотности единиц подается на интегратор 2, включенный в цепь



дополнительной обратной связи схемы модулятора. Сигнал с выхода интегратора 2 с помощью модулятора импульсов (МИ) управляет амплитудой импульсов, подаваемых на вход интегратора 1 основной цепи обратной связи, что приводит к изменению шага квантования.

Мгновенное компандирование и компандирование по цифровому потоку целесообразно применять при передаче сигналов изображения, когда необходимо считаться с возможностью резких изменений напряжения входного сигнала. В этих условиях компандирование по цифровому сигналу обеспечивает более точную согласованность характеристик передающего и приемного оборудования при перестройке шага квантования.

#### 7.4. ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ ПО КАНАЛАМ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

##### СИКМ

Особенности передачи сигналов данных

Под передачей данных (ПД) понимают область электросвязи, охватывающую передачу цифровой информации. Качество пере-

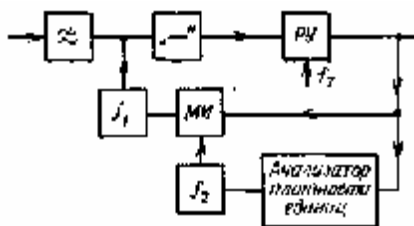


Рис. 7.17. Структурная схема дельта-модулятора с компандированием по структуре цифрового потока. Качество передачи такой информации в основном определяется числом ошибок, т. е. верностью передачи. Сейчас системы ПД чаще всего используются в информационных системах, включающих в себя также аппаратуру обработки данных, в том числе цифровые ЭВМ. Подобного рода системы налагают условие высокой верности передаваемой цифровой информации.

Системы ПД, разработанные до настоящего времени, в большинстве случаев используют тракты передачи и каналы телефонной и телеграфной сетей. В таких системах ПД (называемых аналоговыми) применяются так называемые модемы, которые содержат схемы модуляции и демодуляции, преобразующие двоичный сигнал ПД в такую форму, чтобы во время передачи в телефонном или телеграфном канале он как можно меньше подвергался искажениям. Это достигается путем тщательного согласования характеристик модема с соответствующими характеристиками используемых линий передачи и применения высокочастотных фильтров на приеме и передаче. Стоимость этих устройств достаточно высока; они не обеспечивают, в общем, необходимой величины коэффициента ошибок в канале ПД и требуют применения отдельных устройств, повышающих верность передачи.

Устройства повышения верности, называемые также устройствами защиты от ошибок, вносят в последовательность передаваемых цифровых сигналов избыточные символы, что снижает эффективную скорость передачи, но позволяет обнаружить и исправлять ошибки, возникающие в тракте передачи. Использование в этих устройствах соответствующих защитных кодов обеспечивает очень высокое качество передачи. Таким образом, применение модемов в системах ПД является следствием широкого распространения аналоговых каналов.

Появление цифровых каналов в системах связи (в основном с ИКМ) позволяет исключить в системах ПД дорогостоящие процессы модуляции и демодуляции двоичных сигналов. Кроме того, оконечная аппаратура систем с ИКМ, созданная на основе принципов построения цифровых устройств, дает возможность вводить цифровые сигналы в СП без преобразования. Это является существенным преимуществом цифровых систем, доказывающим целесообразность интеграции на их основе различных видов связи. Однако следует помнить, что аппаратура СП с ИКМ создавалась для передачи речевых сигналов (аналогового типа), что определило многие технические решения, в частности выбор частоты дискретизации и числа символов в кодовых комбинациях.

При передаче данных существен не столько уровень передаваемого сигнала, сколько верность определения его значащих мо-

ментов (ЗМ), т. е. моментов и направления перехода от одного символа к другому (из состояния 1 в состояние 0 или наоборот). От параметров системы с ИКМ, в которой организуются каналы ПД, зависят качественные характеристики этих каналов. Кодовые комбинации, полученные в результате преобразования сигналов ПД, отличаются от телефонных сигналов как числом символов в кодовых комбинациях, так и частотой дискретизации. Обычно требуется, чтобы длительность самого короткого импульса ПД была больше периода стробирования входного сигнала. Принцип передачи цифровых сигналов, включая сигналы ПД, путем формирования информации о моменте изменения значащего состояния цифрового сигнала и направления этого изменения позволяет организовать "прозрачные" системы ПД, т. е. системы, не налагающие требований на применяемый для сигналов ПД код, скорость модуляции этих сигналов и способ синхронизации.

Отметим основные показатели, характеризующие эффективность и качество передачи двоичных сигналов по цифровым трактам:

1. Скорость модуляции, определяющая максимальное число единичных элементов, которое можно передать в течение одной секунды:

$$B=1/\tau,$$

где В - скорость модуляции, Бод; τ - длительность единичного элемента, с.

2. Коэффициент использования пропускной способности цифрового тракта:

$$K_{\text{исп}} = B_{\text{макс}}/B_c,$$

где  $B_{\text{макс}}$  — максимальная скорость модуляции цифрового сигнала;  $B_c$  - скорость модуляции линейного сигнала в цифровом тракте. Номинальная скорость модуляции  $B_0$ , исходя из краевых искажений на входе цифрового тракта, должна быть меньше  $B_{\text{мах}}$  (обычно  $B_0 = 0,5B_{\text{мах}}$ ).

3. Коэффициент ошибок, определяющий отношение числа принятых с ошибкой элементов (знаков, блоков) к числу всех переданных элементов. Величина этого коэффициента, определяющая верность гтередфчи, в современных системах ПД достигает значений 10 ...10 .

4. Коэффициент размножения ошибок, определяемый для одиночных ошибок выражением

$$\alpha = p_{\text{дв}}/p_c,$$

где  $p_{\text{дв}}$  - вероятность ошибки для двоичного сигнала;  $p_c$  - вероятность ошибки для линейного цифрового сигнала.

348

5. Коэффициент краевых искажений, характеризующий расхождение между ЗМ в переданном и принятом сигналах:

$$\delta_1 = \Delta\tau_c/\tau_c,$$

где  $\Delta\tau$  — ошибка между ЗМ в двоичном сигнале и моментом его передачи в цифровом тракте;  $\tau_0=1/\omega_0$ .

Методы передачи данных

Ввод и передача сигналов ПД через оконечные устройства систем с ИКМ могут быть осуществлены путем либо непосредственного стробирования сигналов ПД и передачи информации об уровне этих сигналов (простое наложение), либо опознавания моментов изменений уровня и передачи кодированной информации о них. Эти методы отличаются друг от друга особенностями передачи и конструктивными решениями.

Метод простого наложения. Данный метод является наиболее очевидным методом ввода сигнала ПД в каналы системы с ИКМ. При этом методе сигналы ПД (рис. 7.18, а) подаются на каналные входы оконечных устройств систем с ИКМ и стробируются последовательностью стробирующих импульсов (рис. 7.18, б). Результирующий сигнал, состоящий из последовательностей стробирующих импульсов, соответствующих состоянию "1" двоичного сигнала, вводится в линейный тракт (рис. 7.18, в). В приемном оборудовании переданный сигнал восстанавливается по огибающей, принятой импульсной последовательности (рис. 7.18, г). При рассматриваемом методе передачи стробирующие импульсы не синхронизированы с сигналом ПД. Это приводит к тому, что ЗМ модуляции передаются с ошибкой, которая меньше периода повторения стробирующих импульсов  $T_c$ . Коэффициент краевых искажений

$$\delta_0 = T_c / T_0,$$

где  $T_0$  - длительность единичного элемента сигнала ПД.

Для получения хорошей верности передачи в системе с простым наложением требуется большое число стробирующих им-

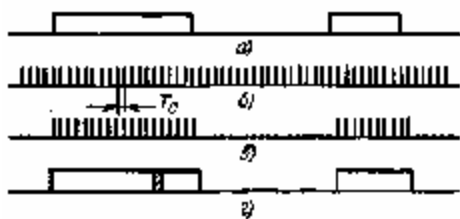


Рис. 7.18. К пояснению метода простого наложения

пульсов. Требуемую частоту стробирования можно определить для заданного  $f_c$  и ожидаемой величины краевых искажений. В случае каналов ПД с малой скоростью модуляции эта частота значительно меньше частоты дискретизации (8 кГц), используемой в СП с ИКМ. Поэтому для полного использования емкости телефонного канала СП с ИКМ в нем образуется несколько каналов ПД, число которых равно

$$n = f_c \delta_0 / B,$$

где  $f_c$  — частота стробирования. Например, при скорости модуляции 50 Бод, допустимых краевых искажений 5 % и частоте стробирования 8 кГц можно организовать восемь каналов ПД с этой скоростью.

При регистрации принимаемых сигналов ошибка в двоичном сигнале появится только тогда, когда момент ошибочного приема импульса из цифрового тракта попадет в середину единичного элемента сигнала ПД (см. рис. 7.18, в, г). Коэффициент размножения ошибок  $\alpha=1$ , если число ошибок в двоичном сигнале в  $T_0/T_c$  раз меньше числа ошибок в цифровом тракте.

Метод простого наложения не пригоден для систем ПД с высокой скоростью модуляции ввиду малой степени использования пропускной способности цифрового канала. Он применяется для передачи сигналов со скоростью модуляции до 1200 Бод. При частоте стробирования 64 кГц и коэффициента краевых искаже-

ний 2 % пропускная способность цифрового канала используется лишь на 2 %.

Метод скользящего индекса. Данный метод основан на принципе кодовой передачи информации о наличии перехода в сигнале ПД и его положении в интервале времени между следующими друг за другом тактовыми импульсами. Эта информация содержится в кодовых комбинациях, состоящих из  $p > 3$  символов. Первый символ кодовой комбинации несет информацию о наличии или отсутствии изменений состояния двоичного сигнала, следующий или последующий символ - о направлении этого изменения, остальные  $p - 2$  символа определяют положение момента изменения состояния двоичного сигнала по отношению к тактовым импульсам считывания.

Процесс формирования кодовых комбинаций представлен на рис. 7.19. Интервал времени между двумя последовательными тактовыми импульсами цифровой СП с помощью стробирующих импульсов делится на  $2^n$  подынтервала. Краевые искажения в такой системе составляют

$$\delta_0 = T_c / 2^{n-2} T_q,$$

т. е. в 2 раза меньше, чем при методе простого наложения при той же частоте стробирования и скорости передачи сигнала ПД.

350

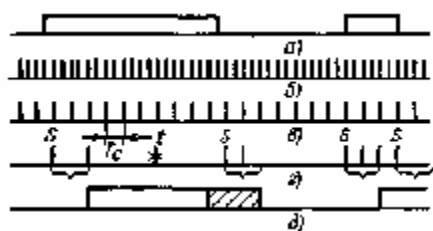


Рис. 7.19. Формирование кодовых комбинаций методом скользящего индекса:

а - передаваемый сигнал ПД; б - стробирующие импульсы; в — импульсы считывания; г - линейный сигнал; д — принятый сигнал ПД

Номер подынтервала, в котором наблюдается переход в сигнале ПД, передается двоичным кодом. Начало передачи номера определяется стартовым символом, всегда являющимся "1" (импульс S на рис. 7.19, г). Положение этого импульса не синхронизировано с последовательностью импульсов цифрового тракта, что вызывает скольжение стартового импульса по временной оси (отсюда название метода).

При длительном отсутствии переходов в сигнале ПД в цифровой тракт посылаются 0 (направление последнего перехода не подтверждается). В случае возникновения единичной ошибки (ложный импульс) в цифровом тракте (см. рис. 7.19, г) приемная аппаратура может интерпретировать ее как стартовый импульс следующей кодовой комбинации. Ложный прием сигнала ПД будет продолжаться до момента прихода очередной кодовой комбинации, возвращающей согласование принятого и переданного состояний, что на рис. 7.19, д представлено заштрихованной областью принимаемого сигнала. Это происходит потому, что в принимаемом двоичном сигнале возникает больше ошибок, чем единичных ложных импульсов в цифровом тракте. Коэффициент размножения единичных ошибок  $\alpha$ , рассчитанный для средней длительности импульса ПД  $t_{cp} = 4\pi / 1^?c$ , которой соответствует передача в цифровом канале 4л кодовых импульсов, а также при допущении одинаковой вероятности ошибок для 0 и 1 в цифровом тракте, составляет  $\alpha = p + 3$ .

Размножения ошибок, свойственного этому методу, можно избежать, если объединить методы скользящего импульса и простого наложения, которые используются для подтверждения состояния сигнала ПД. При такой модификации метода передачи стробирующие импульсы подаются в цифровой тракт тогда, когда элемент сигнала ПД представляет собой состояние 1. Появление перехода в сигнале ПД приводит к тому, что первый символ на выходе кодера принимает значение (состояние), противоположное значению предшествующего символа, и играет роль стартового импульса кодовой комбинации, определяющей момент изменения состояния по отношению к последовательности цифрового тракта. В данном случае коэффициент исполь-

351

зования цифрового тракта выше, чем при методе без подтверждения, благодаря содержащейся в одном символе двоичной информации о наличии перехода и его направлении. При этом коэффициент краевых искажений уменьшается:

$$\delta'_0 = T_c / 2^{n-1} T_q,$$

Коэффициент размножения ошибок также уменьшается:

$$\alpha' = n + (1/2^{n-1}),$$

где  $1/2^n$  — вероятность появления после стартового импульса  $p - 1$  нулей единиц.

Метод фиксированного индекса. От описанных выше методов он отличается принципом передачи информации о ЗМ сигнала ПД и направлении изменения полярности импульсов в фиксированные моменты времени. Фиксирование частоты повторения опорных импульсов приводит к тому, что при реализации данного метода не требуются стартовые символы в отдельных кодовых комбинациях. Однако недостатком метода является ограничение пропускной способности канала по сравнению с методом скользящего индекса при использовании одинакового числа кодовых импульсов.

Преобразование сигнала по методу фиксированного индекса показано на рис. 7.20. Значащие моменты сигнала ПД характеризуются дополнительной комбинацией из  $2^p - 1$  символов, определяющей их положение относительно опорных импульсов. Период повторений  $T$  опорных импульсов выбирается так, чтобы при самом коротком единичном элементе ПД между последователь-

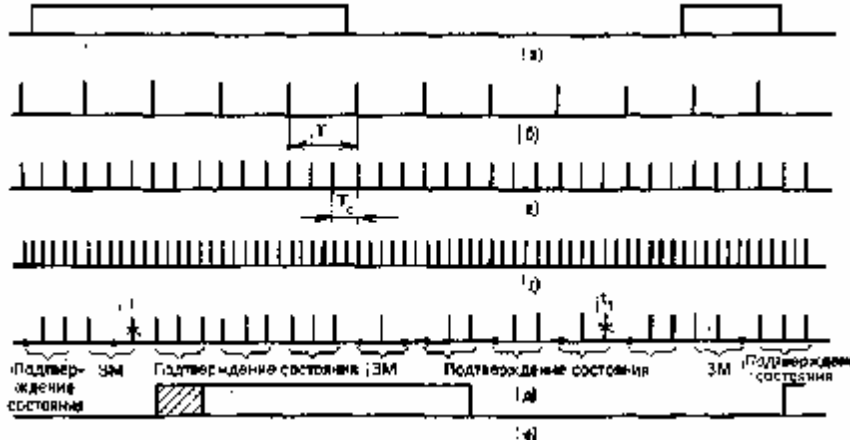


Рис. 7.20. Преобразование сигнала по методу фиксированного индекса:

а — передаваемый сигнал ПД; б — опорные импульсы; в — стробирующие импульсы; г — импульсы считывания; д — линейный сигнал; е — принятый сигнал ПД

352

ными опорными импульсами наблюдалось не более одного перехода в двоичном сигнале. Стробирующие импульсы, с заданной точностью определяющие положение ЗМ, делят интервал  $T$  на  $2^p - 1$  подынтервалов. Вся  $2^p$ -элементная кодовая комбинация должна поместиться между следующими друг за другом опорными импульсами. Исходя из этого скорость модуляции линейного сигнала должна быть  $V_c = pT$ . Частота импульсов считывания в данном случае будет равна тактовой частоте в цифровом тракте. Зависящий от частоты стробирующих импульсов коэффициент краевых искажений

$$\delta_0 = T / (2^p - 1) T_0 = p T_c / (2^p - 1) T_0,$$

где  $T_c = 1/D$ . Коэффициент размножения ошибок при этом методе меньше, чем при методе скользящего индекса, поскольку при искажении одного символа кодовой комбинации в цифровом тракте ложному декодированию подвергается не более одной кодовой комбинации, несущей информацию о состоянии сигнала ГТД.

Возможны и другие методы передачи данных по каналам ДСП. Например, для передачи состояния 0 сигнала ПД используется последовательность 01010..., а для передачи состояния 1 — последовательность 10101... Изменение состояния двоичного сигнала вызывает нарушение регулярности чередования символов в цифровом тракте. При этом информация о положении ЗМ между двумя последующими импульсами цифрового тракта с достаточной степенью точности может передаваться с помощью комбинации из  $2^p - 1$  элементов. Данный метод обеспечивает то же качество передачи, что и метод скользящего индекса с подтверждением, но требует организации дополнительных цепей для синхронизации линейных сигналов с целью исключения инверсии принятого сигнала.

Для одновременной передачи по цифровому тракту двоичных сигналов от нескольких независимых источников применяется адресно-кодовый метод с адресной организацией обмена. При этом методе изменения ЗМ в сигнале от отдельных источников преобразуются в  $2^p$ -элементные адресно-кодовые комбинации. Первый символ такой комбинации означает наличие перехода в двоичном сигнале, последний — состояние сигнала после перехода, остальные  $2^p - 2$  символа образуют адресную комбинацию источника. При такой организации обмена изменения двоичного состояния могут одновременно появиться в нескольких сигналах. В связи с этим требуется регистрация информации от отдельных источников и организация ожидания (очереди) для передачи. Число каналов  $N$  определяется числом кодовых элементов:  $N = 2^p - 1$ . Вероятность ошибки в любом канале в данном

л

случае значительно больше вероятности ошибки в цифровом тракте. Однако благодаря простоте реализации и гибкости используемых каналов рассматриваемый метод широко применяется в многоадресных системах при дистанционном введении данных в ЭВМ.

В системах ИКМ передача сигналов по линейному тракту и в каждом канале осуществляется синхронным способом. Сигналы ПД от устройств с низкими и средними скоростями модуляции, составляющих около 80 % работающих в настоящее время систем ПД, по своей природе являются асинхронными. Для передачи по каналам ИКМ они преобразуются в синхронные последовательности. Поэтому системы ПД, работающие по каналам такого типа, должны быть снабжены устройствами двух видов:

каналообразующей аппаратурой (мультиплексором), синхронизирующей ввод сигналов ПД в цифровой канал при выделении из сигнала ИКМ тактовой частоты канала 64 кБит/с;

устройством стыка между каналообразующей аппаратурой и линией, обеспечивающей ввод

многоканального сигнала данных в соответствующий временной интервал линейного сигнала. Каналообразующая аппаратура, обеспечивающая ввод сигналов ПД в каналы ИКМ, должна давать возможность объединять сигналы с разной скоростью модуляции на принципе временного группообразования.

Основой для проектирования магистральных линий ПД на базе систем ИКМ должны служить Рекомендации X.50 и X.51 МККТТ. Они касаются основных параметров оборудования, предназначенного для организации международного стыка между синхронными сетями ПД. В частности, этими рекомендациями для магистральных линий таких сетей установлена скорость передачи группового сигнала данных 64 кбит/с и определена структура составных сигналов, состоящих из восьми (шести информационных, двух служебных) или десяти (восемь информационных, два служебных) символов.

Аппаратура линейного тракта ИКМ (регенераторы) чувствительна к появлению в линейном сигнале данных последовательностей одинаковых символов. В асинхронных системах ПД длинные последовательности 0 могут появляться на выходе преобразователя кода оконечного оборудования. Это можно предотвратить, используя соответствующие линейные коды (см. гл. 10).

### 7.5. ИЕРАРХИЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Цифровые СП, используемые на сетях связи, соответствуют определенной иерархической структуре, которая должна учитывать следующие основные требования:

354

- возможность передачи всех видов аналоговых и дискретных сигналов;
- выбор параметров СП с учетом характеристик существующих и перспективных линий связи;
- возможность достаточно простого объединения, разделения и транзита передаваемых сигналов;
- выбор стандартизированных скоростей передачи с учетом использования оборудования как АЦП, так и временного группообразования сигналов;
- возможность взаимодействия ДСП с АСП и различными системами коммутации.

Иерархический принцип построения ЦСП позволяет унифицировать каналообразующее оборудование, упростить процессы изготовления, внедрения и технической эксплуатации соответствующего оборудования, т. е. в целом повысить технико-экономические показатели этих систем.

В настоящее время наибольшее распространение получили два типа иерархий ЦСП: европейская и североамериканская (рис. 7.21).

Европейская иерархия основывается на первичной ЦСП типа ИКМ-30, в которой с помощью аналого-цифрового оборудования образуются 30 каналов с пропускной способностью 64 кбит/с каждый (применяется восьмиразрядная компандированная ИКМ). Скорость передачи группового сигнала составляет

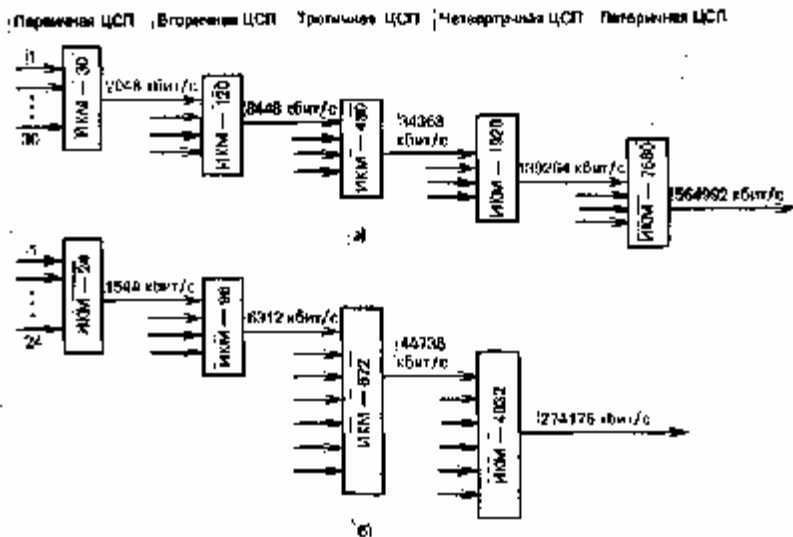


Рис. 7.21. Типы иерархий ЦСП

2048 кбит/с. При формировании групповых сигналов ДСП более высокого уровня используется принцип временного объединения (группообразования) цифровых потоков, сформированных в оборудовании ДСП более низкого уровня. Как видно из рис. 7.21, а, коэффициент объединения для всех ступеней иерархии принят равным четырем.

Аналогичным образом строится и североамериканская иерархия, однако в качестве первичной ДСП выбрана система типа ИКМ-24, а коэффициенты объединения на всех ступенях иерархии различны (рис. 7.21, б).

Практическое применение нашел и японский вариант иерархии, совпадающий на двух первых уровнях с североамериканским стандартом.

Все отмеченные выше типы иерархий относятся к так называемой плездохронной цифровой иерархии (ПЦИ), в которой при временном группообразовании используются асинхронные методы объединения цифровых потоков, скорости которых могут незначительно отличаться друг от друга. В этом случае

необходимо осуществлять согласование скоростей объединяемых (компонентных) потоков. В гл. 9 подробно описываются методы временного группообразования, применяемые в ПЦИ, и принципы реализации соответствующего оборудования, а в гл. 11 приводятся основные технические данные ЦСП, эксплуатируемых на сети связи России.

В последние годы происходит бурное внедрение высокоэффективных систем, относящихся к так называемой синхронной цифровой иерархии (СЦИ). Это во многом связано с рядом существенных недостатков, присущих ПЦИ. Один из них, например, заключается в том, что нарушение синхронизма в групповом сигнале ЦСП более высокого уровня приводит к нарушению синхронизма во всех компонентных потоках более низкого уровня, а восстановление синхронизма при этом должно производиться последовательно от высших к низшим ступеням иерархии, что потребует относительно большого времени (см. § 8.6).

Другой недостаток ПЦИ состоит в том, что организация сети невозможна без выделения (и ввода) из цифровых потоков составляющих, относящихся к более низким ступеням иерархии, для целей ответвления, транзита или доступа к служебной информации. При использовании ПЦИ это обычно осуществляется путем последовательного расформирования группового сигнала, что приводит к необходимости применения в пунктах выделения и транзита громоздкого оконечного оборудования. Проблема выделения некоторых составляющих цифрового потока еще более усложнится при реализации на современных сетях глубокой

356 | автоматизации функций контроля, управления и обслуживания, что потребует выделения в циклах ЦСП дополнительных специальных позиций и введения в состав станционного оборудования соответствующих интерфейсных, контрольных и исполнительных устройств.

Кроме того, следует учитывать, что к настоящему времени сложились три варианта иерархии ПЦИ, отличающиеся номинальными значениями скоростей передачи на различных уровнях: европейский (2048 - 8448 - 34368 - 139264 кбит/с), североамериканский (1544-6312-44736-274176 кбит/с) и японский (1544 - 6312 - 32064 - 97728 кбит/с). Это приводит к соответствующим затруднениям при организации цифровой международной связи.

Возникающие проблемы могут быть эффективно разрешены в рамках СЦИ, которая выступает в ранге новой единой цифровой иерархии и является качественно новым этапом развития цифровой сети связи, создаваемой с учетом новейших достижений в схематехнике, технике сетей ЭВМ и технологии.

К основным достоинствам СЦИ следует отнести:

упрощение процессов объединения/разъединения цифровых потоков;

прямой доступ к компонентам с меньшими скоростями без необходимости объединения/разделения всего высокоскоростного сигнала;

существенное расширение возможностей эксплуатации и технического обслуживания;

легкий переход к более высоким скоростям передачи по мере развития техники и др.

Передача коммерческой информации в СЦИ рассматривается как процесс перемещения информации, т. е. ее транспортирования. При этом СЦИ реализуется таким образом, что предусматривается возможность транспортирования сигналов не только мовых широкополосных служб, но и сформированных с помощью оборудования ПЦИ. Исходные сигналы посредством процедуры временного группообразования преобразуются в синхронный транспортный модуль (СТМ) соответствующего уровня, представляющий собой блочную циклическую структуру. Скорость передачи СТМ первого уровня (СТМ-1) установлена равной 155520 кбит/с, что выше скорости передачи четверичной ЦСП европейской ПЦИ (139264 кбит/с). Для СТМ более высокого уровня предусматривается увеличение скорости в  $N$  раз, причем  $N$  принимает значения 4, 16, 64 (очевидно, что в  $N$  раз

увеличивается и скорость передачи по сравнению со скоростью 155520 кбит/с). Более подробную информацию о СЦИ можно

найти в специальной литературе.

357