

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

ДЛЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

СПЕЦИАЛЬНОСТЬ



Цифровые системы передачи



В. В. Крухмалев
В. Н. Гордиенко
А. Д. Моченов

**В. В. Крухмалев
В. Н. Гордиенко
А. Д. Моченов**

Цифровые системы передачи

*Рекомендовано УМО по образованию
в области телекоммуникаций в качестве учебного пособия
для студентов высших учебных заведений,
обучающихся по специальностям
«Многоканальные телекоммуникационные системы»,
«Сети связи и системы коммутации»,
«Физика и техника оптической связи»
и «Защищенные системы связи»
направления «Телекоммуникации»*

Москва
Горячая линия – Телеком
2007

УДК 621.372.88(075)

ББК 32.883

К43

Рецензенты:

канд. техн. наук, профессор *В. А. Кудряшов*; канд. техн. наук, доцент *Б. Г. Спасский*

Крухмалев В. В., Гордиенко В. Н., Моченов А. Д.

К43 Цифровые системы передачи: Учебное пособие для вузов / Под ред. А. Д. Моченова. – М.: Горячая линия–Телеком, 2007. – 352 с: ил.
ISBN 5-93517-314-X.

Изложены принципы построения цифровых систем передачи (ЦСП) на основе импульсно-кодовой модуляции с временным разделением каналов, рассмотрены основные функциональные узлы оконечных станций ЦСП, принципы мультиплексирования при образовании высших ступеней плезियोхронной цифровой иерархии, а также основы синхронной цифровой иерархии. Рассмотрены вопросы построения линейных трактов ЦСП по металлическим и оптическим кабелям.

Для студентов, обучающихся по специальностям «Многоканальные телекоммуникационные системы», «Сети связи и системы коммутации», «Физика и техника оптической связи» и «Защищенные системы связи» направления «Телекоммуникации». Может быть полезным студентам специальности «Автоматика, телемеханика и связь на железнодорожном транспорте» при изучении дисциплины «Многоканальная связь на железнодорожном транспорте», а также студентам колледжей телекоммуникационного направления.

ББК 32.883

Адрес издательства в Интернет www.techbook.ru

Учебное издание

**Крухмалев Владимир Васильевич
Гордиенко Владимир Николаевич
Моченов Анатолий Дмитриевич**

ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

Учебное пособие

Редактор А. Е. Павлов

Художник В. П. Симонов

Подготовка оригинал-макета Ю. Н. Рысева

Лицензия ЛР № 071825 от 16.03.99 г.

Подписано к печати 02.09.2006. Формат 60 × 90^{1/16}.

Усл. печ. л. 22. Изд. № 6314. Тираж 2000 экз. Заказ № 7072.

Отпечатано с готовых диапозитивов в ОАО ордена «Знак Почета»
«Смоленская областная типография им. В. И. Смирнова»
214000, г. Смоленск, проспект им. Ю. Гагарина, 2.

ISBN 5-93517-314-X

© Крухмалев В. В., Гордиенко В. Н., Моченов А. Д., 2007

© Оформление издательства «Горячая линия – Телеком», 2007

Предисловие

В настоящее время более чем в шестидесяти государственных вузах Российской Федерации и многих колледжах на основе лицензий, выданных Минобрнауки РФ, осуществляется подготовка кадров по специальностям, входящим в направление «Телекоммуникации». Кроме того, в большом количестве вузов и колледжей самых различных отраслей народного хозяйства в рамках других направлений открыты специализации с телекоммуникационным уклоном. В этих условиях, несмотря на определенные успехи, достигнутые за последние годы в подготовке и издании учебников и учебных пособий, проблема обеспечения учебного процесса необходимой учебной литературой остается достаточно острой. Предлагаемое издание поможет частично решить отмеченную проблему.

Данное учебное пособие ориентировано на студентов, изучающих такие дисциплины, как «Многоканальные телекоммуникационные системы», «Цифровые системы передачи» и «Оптические системы передачи», входящие в федеральный компонент Государственных образовательных стандартов, и ряд других дисциплин, входящих в состав национально-регионального компонента и дисциплин по выбору (например, «ЦСП с дифференциальными методами кодирования», «Синхронизация в ЦСП», «Функциональные узлы ЦСП» и др.). Пособие может быть полезным студентам специальности «Автоматика, телемеханика и связь на железнодорожном транспорте» при изучении дисциплины «Многоканальная связь на железнодорожном транспорте».

Одной из особенностей учебного пособия является наличие большого числа конкретных примеров в тексте и вопросов для самоконтроля в конце каждой из глав.

Авторы данного учебного пособия представляют Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ) и Ростовский государственный университет путей сообщения (РГУПС).

Авторы выражают благодарность доценту РГУПС Ячменеву А.А. за участие в написании гл.7 и рецензентам проф. Кудряшову В.А. (Санкт-Петербургский государственный университет путей сообщения) и к.т.н. Спасскому Б.Г. (Северо-Кавказский филиал МТУСИ) за ценные замечания и практические советы при рецензировании рукописи.

Глава 1. Построение цифровых систем передачи на основе импульсно-кодовой модуляции с временным разделением каналов

Научно-технический прогресс конца XX века открыл пути создания глобального информационного общества, в котором информационные и телекоммуникационные технологии приобретают особое значение, интегрируясь в *инфокоммуникационный сектор* мировой экономики, экономики каждой страны и ее регионов.

Глобальное информационное общество – ступень в развитии современной цивилизации, характеризующаяся возрастанием роли информации и знаний в жизни общества, ростом доли информационно-коммуникационных – инфокоммуникационных технологий в валовом внутреннем продукте (ВВП), созданием глобального информационного пространства, обеспечивающего эффективное информационное взаимодействие людей, их доступ к мировым информационным структурам.

Развитие инфокоммуникационного сектора в мире происходит одновременно по нескольким направлениям. При этом в области телекоммуникаций и информации оно характеризуется созданием глобальных инфокоммуникационных систем и сетей, основу которых составят цифровые системы передачи (ЦСП) различного назначения с широким использованием современных оптоволоконных технологий и цифровых систем коммутации различного вида и уровня. Важное место в построении и развитии инфокоммуникационного сектора нашей страны отводится Федеральной целевой программе Электронная Россия 2002–2010 гг., одной из задач которой является расширение подготовки специалистов по инфокоммуникационным технологиям.

1.1. Основные понятия и определения. Классификация цифровых систем передачи

Цифровой системой передач (ЦСП) называется комплекс технических средств, предназначенный для образования типовых цифровых каналов и трактов и линейного тракта, обеспечивающего передачу цифровых сигналов электросвязи. В этом определении имеется ряд понятий, требующих дополнительных пояснений.

Цифровым сигналом электросвязи, или просто *цифровым сигналом*, называется сигнал электросвязи, параметры которого характеризуются конечным множеством возможных дискретных значений и описываются функцией дискретного времени. Переход от одного возможного значения к другому происходит скачкообразно в строго определенные моменты времени, интервалы между которыми равны или кратны выбранному единичному интервалу времени – *периоду дискретизации* T_d .

Дискретным значением сигнала, или его *отсчетом*, называется величина сигнала, оцениваемая на коротком интервале (*длительности отсчета*), в пределах которого сигнал изменяется лишь на незначительную, пренебрежимо малую величину. В дальнейшем будем пользоваться термином *отсчет*.

Отметим, что цифровой сигнал может быть *многоуровневым*, т.е. в интервале изменений параметра может иметь конечное множество дискретных состояний. Сигнал может быть, например, *двухуровневым*, т.е. представлять собой *случайную последовательность* токовых (1) и бестоковых (0) посылок. *Трехуровневый* сигнал представляет *случайную последовательность* символов (+1), (-1), (0) или импульсов положительной, отрицательной полярности и бестоковых посылок.

Единицей технической оснащенности ЦСП является *типовой* или *основной цифровой канал* (ОЦК) со скоростью передачи сигналов 64 кбит/с. Кроме того, различают: *первичный цифровой канал* (ПЦК), *вторичный цифровой канал* (ВЦК), *третичный цифровой канал* (ТЦК) и *четверичный цифровой канал* (ЧЦК).

Цифровой типовой тракт – комплекс технических средств, обеспечивающий организацию основных цифровых каналов со скоростью передачи, соответствующей данному тракту, структура и параметры которого соответствуют принятым нормам. *Цифровой линейный тракт* – комплекс технических средств, обеспечивающий передачу цифровых сигналов со скоростью, соответствующей данной ЦСП.

Цифровые системы передачи классифицируются по следующим признакам.

1. По принципам разделения каналов различают ЦСП:
 - с временным разделением каналов (ЦСП с ВРК);
 - с частотным разделением каналов (ЦСП с ЧРК), имеющие специальное оборудование, преобразующее многоканальный (групповой) сигнал систем передачи с частотным разделением каналов (СП с ЧРК) в цифровой сигнал и обратно.
2. По способам формирования канальных сигналов различают ЦСП:
 - с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ);

- с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ);
- с фазо-импульсной модуляцией (ФИМ);
- с импульсно-кодовой модуляцией и временным разделением каналов (ЦСП ИКМ-ВРК);
- с импульсно-кодовой модуляцией и частотным разделением (или делением) каналов (ЦСП ИКМ-ЧД);
- с дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией и временным разделением каналов (ДИКМ-ВРК);
- на основе дельта-модуляции с ВРК или ЧД.

3. По способам объединения цифровых потоков с целью формирования цифровых каналов и цифровых трактов более высокого порядка различают:

- ЦСП ИКМ-ВРК с асинхронным объединением цифровых потоков или систем плезиохронной цифровой иерархии (ПЦИ) – *Plesiochronous Digital Hierarchy* (PDH);
- ЦСП ИКМ-ВРК с синхронным объединением цифровых потоков или систем синхронной цифровой иерархии (СЦИ) – *Synchronous Digital Hierarchy* (SDH).

Процесс объединения нескольких входных цифровых потоков нижнего уровня (*компонентных* потоков) в один поток более высокого уровня для его передачи по одному выходному или *агрегатному* каналу (поток) называется *мультиплексированием*

4. В зависимости от среды распространения сигналов электросвязи различают ЦСП:

- по электрическим (металлическим) симметричным и коаксиальным кабелям;
- по волоконно-оптическим кабелям;
- по радиорелейным и спутниковым линиям передачи.

5. По месту ЦСП в структуре первичных сетей Взаимосвязанной сети связи Российской Федерации различают ЦСП:

- для местных первичных сетей;
- для внутризональных первичных сетей;
- для магистральных первичных сетей;
- для сетей абонентского доступа;
- для технологических сетей связи, например, железнодорожного, воздушного или водного транспорта, управления нефте- и газопроводами, энергосистемами и др.;
- для корпоративных и ведомственных сетей различного назначения.

В настоящее время в нашей стране создается *цифровая первичная сеть*

(ЦПС), представляющая базовую сеть типовых универсальных цифровых каналов передачи и сетевых трактов, или *транспортную сеть*, образованную на базе *сетевых узлов (СУ)*, *сетевых станций (СС)* и соединяющих их линий передачи.

На основе ЦПС создаются разнообразные *цифровые вторичные сети (ЦВС)*. Сетевые узлы и станции представляют собой комплекс оборудования ЦСП различных сетевых технологий, предназначенный для формирования и перераспределения цифровых каналов и трактов и подключения ЦВС.

6. По числу ОЦК различают:

- малоканальные ЦСП с числом каналов $N \leq 30$;
- среднеканальные ЦСП с числом каналов $N \leq 480$;
- многоканальные ЦСП с числом каналов $N \geq 1920$.

В настоящее время самое широкое распространение на телекоммуникационных сетях получили цифровые системы передачи с временным разделением каналов и трактов – ЦСП ИКМ-ВРК.

1.2. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование сигнала в ЦСП ИКМ-ВРК

1.2.1. Дискретизация или амплитудно-импульсная модуляция

В основе построения ЦСП с ВРК лежит теорема Найквиста–Котельникова, которая гласит: непрерывный во времени сигнал $c(t)$, спектр которого ограничен полосой частот от 0 до F_v , полностью определяется последовательностью своих мгновенных значений, которые берутся в точках, отсчитываемых через интервалы времени,

$$T_d \leq \frac{1}{2F_v} \tag{1.1a}$$

или с частотой

$$f_d \geq 2 F_v. \tag{1.16}$$

Процесс преобразования непрерывного во времени и ограниченного по спектру сигнала $c(t)$ в сигнал $c(nT_d)$, определенный в точках отсчета $T_d, 2T_d, \dots, nT_d$ – называется дискретизацией.

Значения сигнала $c(nT_d)$ в точках отсчета называются дискретами или отсчетами. Поэтому теореме Найквиста–Котельникова в технической ли-

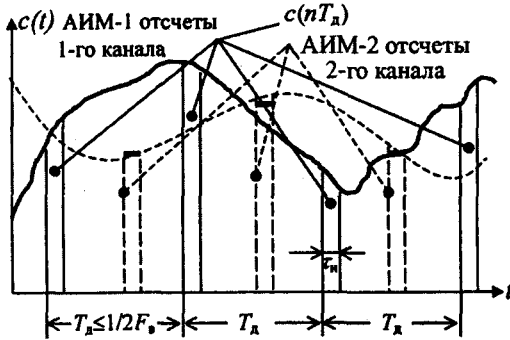


Рис.1.1. Дискретизация непрерывного сигнала

тературе часто называют теоремой отсчетов, а интервал времени между двумя соседними отсчетами называется периодом дискретизации T_d .

Значение теоремы отсчетов состоит в том, что если необходимо передать непрерывный и ограниченный по спектру сигнал $c(t)$, то необязательно передавать его непрерывно, а достаточно передать его отдельные мгновенные значения, взятые через интервал времени T_d (рис. 1.1).

Между отсчетами сигнала одного канала можно передавать отсчеты сигналов других каналов с теми же параметрами дискретизации. Таким образом реализуется временное разделение каналов.

Процесс дискретизации можно представить как процесс амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) сигналом $c(t)$ (рис. 1.1) периодической последовательности прямоугольных импульсов (ПППИ) $f_0(t)$ с амплитудой A_m , длительностью τ_n и периодом T_d или частотой $f_d = 1/T_d$ (рис. 1.2).

Периодическая последовательность импульсов $f_0(t)$ может быть представлена рядом Фурье вида:

$$f_0(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos k\omega_d t, \quad (1.2)$$

где $\omega_d = 2\pi F_d$ – круговая частота дискретизации; A_0, A_k – коэффициенты разложения ряда Фурье, представляющие амплитуду постоянной составляющей и амплитуду k -й гармоники спектра ПППИ соответственно.

Амплитуда постоянной составляющей A_0 определяется по формуле

$$A_0 = \frac{1}{T_d} \int_{-\tau_n/2}^{+\tau_n/2} f_0(t) dt = \frac{A_m}{T_d} \int_{-\tau_n/2}^{+\tau_n/2} dt = A_m \frac{\tau_n}{T_d},$$

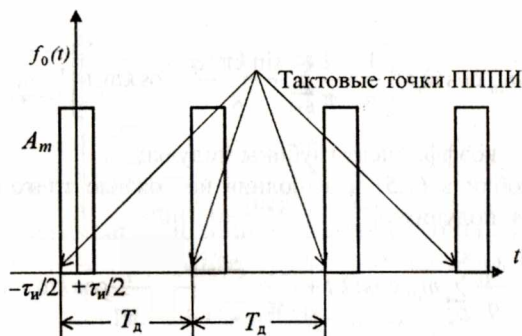


Рис. 1.2. Периодическая последовательность прямоугольных импульсов

амплитуды гармоник частоты следования импульсов ПППИ находятся по следующей формуле

$$A_k = \frac{2}{T_d} \int_{-\tau_n/2}^{+\tau_n/2} f_0(t) \cdot \cos k\omega_d t dt = \frac{2A_m}{k\pi} \cdot \sin k\pi \frac{\tau_n}{T_d}.$$

Подставив значения коэффициентов разложения A_0 и A_k в (1.2), получим формулу для определения спектрального состава ПППИ:

$$f_0(t) = A_m \frac{\tau_n}{T_d} + \frac{2A_m}{\pi} \sum_1^{\infty} \sin k\pi \frac{\tau_n}{T_d} \cdot \cos k\omega_d t. \quad (1.3.)$$

Модулирующий сигнал $c(t)$ представим в виде

$$c(t) = \sum_{\Omega_n}^{\Omega_b} C_m \cos \Omega_i t, \quad (1.4)$$

где Ω_n и Ω_b – нижняя и верхняя граничные частоты модулирующего сигнала соответственно, причем если $\Omega_b / \Omega_n \gg 2$, т.е. модулирующий сигнал является широкополосным.

Амплитудно-импульсный модулированный (АИМ) сигнал можно описать общим для амплитудной модуляции выражением:

$$f(t) = [1 + m_a c(t)] f_0(t).$$

Подставив в него $c(t)$ и $f_0(t)$ из формул (1.4) и (1.3), получим

$$f(t) = [1 + m_a c(t)] \cdot f_0(t) = A_m \left(1 + \sum_{\Omega_n} m_{ai} \cos \Omega_i t \right) \left[\frac{1}{q} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\pi/q}{k} \cdot \cos k\omega_d t \right], \quad (1.5)$$

где $m_a = C_T / A_T$ – коэффициент глубины модуляции.

Раскрыв скобки в (1.5) и выполнив несложные тригонометрические преобразования, получим

$$f(t) = \frac{A_m}{q} + \frac{A_m}{q} \sum_{\Omega_n} m_{ai} \cos \Omega_i t + \frac{2A_m}{\pi} \sum_1^{\infty} \frac{\sin k\pi/q}{k} \cdot \cos k\omega_d t + \frac{A_m}{\pi} \sum_1^{\infty} \frac{\sin k\pi/q}{k} \cdot \sum_{\Omega_n} m_{ai} \cos(k\omega_d \pm \Omega_i). \quad (1.6)$$

Из выражения (1.6) следует, что спектр АИМ сигнала содержит:

- постоянную составляющую с амплитудой A_m/q ;
- модулирующий (исходный) многочастотный сигнала с амплитудами его частотных составляющих, равными

$$\frac{A_m}{q} m_{ai} \cos \Omega_i t;$$

- гармоники частоты дискретизации – модулируемой ПППИ, амплитуды которых равны

$$\frac{2A_m}{\pi k} \sin k \frac{\pi}{q};$$

- боковые полосы частот вида $k\omega_d \pm (\Omega_n \dots \Omega_i \dots \Omega_n)$ с амплитудами

$$m_{ai} \frac{A_m}{\pi k} \sin k\pi \frac{1}{q}.$$

Спектр АИМ сигнала $S(\omega)$ представлен на рис. 1.3, где A_0 – амплитуда постоянной составляющей; A_1, A_2, A_3 – и т.д. амплитуды первой, второй, третьей гармоник и т.д. гармоник частоты следования импульсов ПППИ или частоты дискретизации; НБ-1 – нижняя боковая полоса частот около первой гармоники частоты дискретизации $\omega_d - \Omega_i$; ВБ-1 – верхняя боковая полоса частот около первой гармоники частоты дискретизации $\omega_d + \Omega_i$; НБ-2, ВБ-2 – нижняя и верхняя боковые полосы около второй гармоники частоты дискретизации; НБ-3, ВБ-3 – нижняя и верхняя боковые полосы около третьей гармоники частоты дискретизации и т. д.

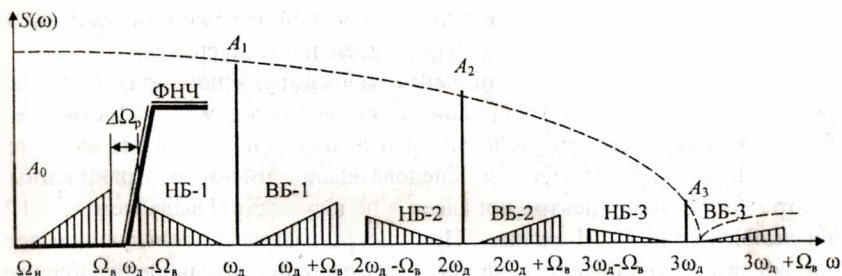


Рис. 1.3. Спектр АИМ сигнала

Демодуляция АИМ сигнала, т.е. выделение модулирующего сигнала, осуществляется фильтром нижних частот (ФНЧ) (рис. 1.3). Это обусловлено наличием в спектре АИМ сигнала исходного сигнала с полосой частот $\Omega_n \dots \Omega_b$. Для реализации ФНЧ необходима полоса расфилтровки (рис. 1.3), которая равна $\Delta\Omega_p = \omega_d - \Omega_b - \Omega_n = \omega_d - 2\Omega_b$.

Из последнего выражения следует, что частота дискретизации

$$\omega_d = 2\Omega_b + \Delta\Omega_p \text{ или } f_d = 2F_b + \Delta F_p, \text{ или } T_d = 1 / (2F_b + \Delta F_p). \quad (1.7)$$

Таким образом, на основе рассмотрения процесса дискретизации как процесса амплитудно-импульсной модуляции получены условия теоремы Найквиста–Котельникова: $\omega_d > 2\Omega_b$, или $f_d > 2F_b$, или $T_d < 1 / 2F_b$.

Для канала тональной частоты (КТЧ), у которого $F_n = 300$ Гц и $F_b = 3400$ Гц, частота дискретизации должна удовлетворять условию $f_d > 2F_b = 6800$ Гц. Для упрощения и удешевления ФНЧ, необходимых для ограничения полосы частот первичного сигнала перед его дискретизацией в тракте передачи ЦСП, а также в тракте приема для демодуляции АИМ сигнала (восстановления дискретизированного сигнала), необходимо выбрать оптимальное значение полосы расфилтровки ΔF_p . Это значение равно $\Delta F_p = 1200$ Гц. Из (1.7) следует: частота дискретизации $f_d = 2F_b + \Delta F_p = 2 \cdot 3400 + 1200 = 8000$ Гц, а период дискретизации $T_d = 1 / f_d = 1 / 8000 = 125$ мкс.

Различают амплитудно-импульсную модуляцию первого рода (АИМ-1) и второго рода (АИМ-2). При АИМ-1 мгновенное значение импульсов отсчетов на их длительности τ_n изменяется в соответствии с изменениями модулирующего (дискретизируемого) сигнала. При АИМ-2 значение импульса определяется только значением сигнала в тактовой точке ПППИ (рис. 1.2) и остается постоянной на всей длительности импульса отсчета τ_n . Таким образом, импульсы отсчетов при АИМ-2 имеют плоскую вер-

шину (см. рис. 1.1). При достаточно большой скважности импульсов ПППИ $q > 10$ сигналы АИМ-1 и АИМ-2 идентичны по спектру.

Процесс дискретизации (или амплитудно-импульсной модуляции) непрерывного сигнала $c(t)$ сопровождается искажениями дискретизации, обусловленными тем, что действительные первичные сигналы являются ограниченными по времени и, следовательно, имеют неограниченный спектр. Часть этого спектра попадает в полосу частот, выделяемую ФНЧ при демодуляции АИМ сигнала. При дискретизации и последующем восстановлении исходного сигнала происходит его значительное ослабление, так как часть энергии, которая распределена между различными спектральными составляющими АИМ сигнала, подавляется в процессе демодуляции. Как следует из (1.6), амплитуда i -й составляющей сигнала в спектре АИМ сигнала равна $A_i = A_m m_{ai} \tau_n / T_d = A_m (C_{mi} / A_{mi}) \tau_n / T_d = C_{mi} \tau_n / T_d$. Если C_{mi} – амплитуда i -ой составляющей на входе АИМ модулятора – дискретизатора, а A_i – амплитуда i -й составляющей на выходе ФНЧ при демодуляции АИМ сигнала, то ослабление в процессе дискретизации равно

$$A_d = 20 \lg \frac{C_{mi}}{A_i} = 20 \lg \frac{T_d}{\tau_n} = 20 \lg q. \quad (1.8)$$

Из (1.8) следует, что ослабление растёт с увеличением скважности импульсов (числа каналов ЦСП). Это обстоятельство накладывает ограничения на число каналов на этапе дискретизации. Так, если частота дискретизации равна $f_d = 8$ кГц или период дискретизации $T_d = 125$ мкс, а $\tau_n = 4$ мкс (что ориентировочно соответствует 30-канальной системе), ослабление сигнала на ступени дискретизации согласно (1.8) будет равно

$$A_d = 20 \lg \frac{T_d}{\tau_n} = 20 \lg q = 20 \lg \frac{125}{4} = 20 \lg 31,25 \approx 30 \text{ дБ},$$

т.е. полезный сигнал ослабляется почти в 1000 раз. Кроме того, при переходе от АИМ-1 к АИМ-2 (о необходимости этой операции будет сказано ниже) имеют место специфические искажения, для компенсации которых на выходе канала включается амплитудный корректор. Для снижения потерь энергии сигналов при их дискретизации используются усилители низкой частоты, включаемые в тракте передачи и в тракте приема.

Процесс дискретизации, или амплитудно-импульсной модуляции, т.е. формирование канального АИМ сигнала $c(nT_d)$ осуществляется в индивидуальном АИМ тракте, обобщенная функциональная схема которого приведена на рис. 1.4.

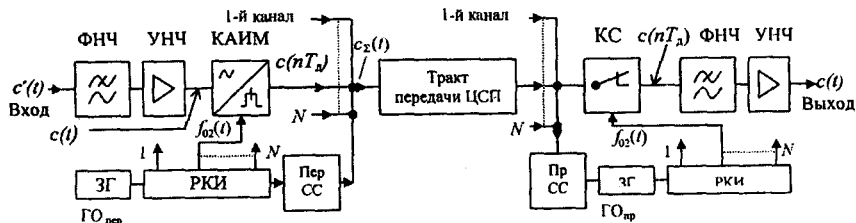


Рис. 1.4. Функциональная схема индивидуального АИМ тракта

Работа схемы заключается в следующем. На вход АИМ тракта поступает первичный (относительно широкополосный) сигнал $c(t)$. С целью формирования эффективно-передаваемой полосы частот КТЧ и удовлетворения условиям теоремы Найквиста–Котельникова полоса частот первичного сигнала ограничивается фильтром нижних частот (ФНЧ). Далее ограниченный по спектру сигнал поступает на усилитель низкой частоты (УНЧ), предназначенный для компенсации потерь мощности сигнала, обусловленных его ограничением по спектру, процессами дискретизации и преобразования АИМ-1 в АИМ-2. На выходе УНЧ получаем сигнал $c(t)$, параметры которого удовлетворяют условиям его дискретизации на передаче и демодуляции на приеме. С выхода УНЧ сигнал $c(t)$ поступает на каналный амплитудно-импульсный модулятор (КАИМ) или дискретизатор, на другой вход которого с распределителя каналных импульсов поступает ПППИ, следующая с тактовой частотой f_d или с периодом T_d . На выходе КАИМ получаем дискретный сигнал $c(nT_d)$, (см. рис. 1.1). Затем N индивидуальных каналных АИМ сигналов объединяются в общий групповой (многоканальный) АИМ сигнал и поступают в тракт передачи ЦСП. На выходе тракта передачи ЦСП из группового АИМ сигнала с помощью каналного селектора КС, управляемого ПППИ, поступающей от РКИ, выделяется индивидуальный АИМ сигнал $c(nT_d)$ соответствующего канала. С помощью ФНЧ осуществляется его демодуляция (см. рис. 1.3). Непрерывный сигнал с выхода ФНЧ поступает на УНЧ, который обеспечивает номинальное значение сигнала $c(t)$ на выходе канала.

Процессы дискретизации, демодуляции и временного разделения каналов иллюстрирует рис. 1.5.

Для упрощения показаны только три канала, на которые поступают сигналы $c_1(t)$, $c_2(t)$ и $c_3(t)$. После прохождения через фильтры нижних частот (ФНЧ) и усилители низкой частоты (УНЧ) эти сигналы преобразуются в сигналы $c_1(t)$, $c_2(t)$ и $c_3(t)$, удовлетворяющие требованиям теоремы Найквиста–Котельникова (рис. 1.4). На амплитудно-импульсные модуляторы (КАИМ) каждого канала от распределителя каналных импульсов

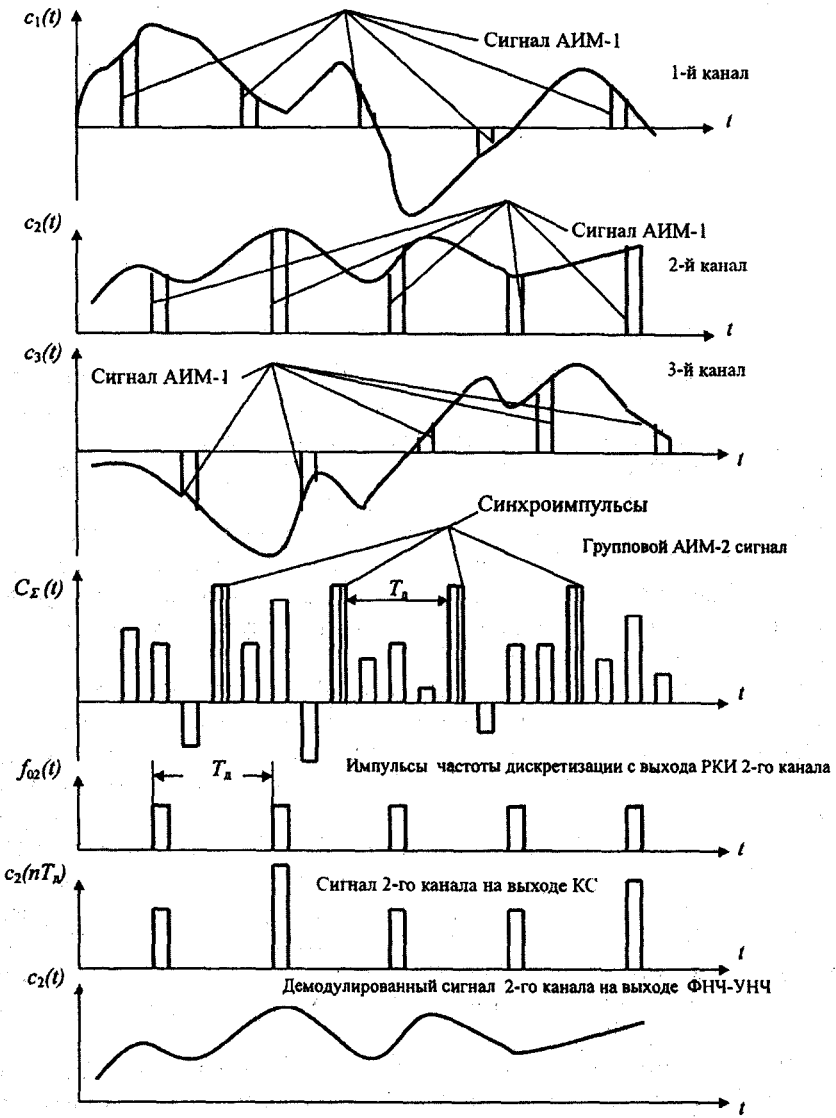


Рис. 1.5. Временные диаграммы функционирования АИМ индивидуального тракта (РКИ) поступают периодические последовательности импульсов $f_{01}(t)$, $f_{02}(t)$, $f_{03}(t)$, частоты дискретизации f_d (рис. 1.6).

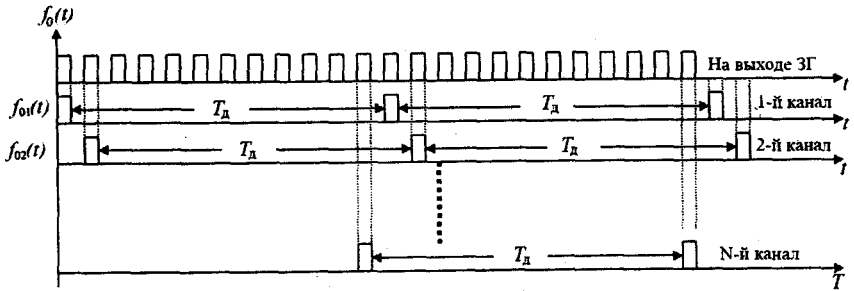


Рис. 1.6. Временные диаграммы работы генераторного оборудования

Периодические последовательности импульсов, управляющие работой канальных амплитудно-импульсных модуляторов и канальных селекторов, формируются генераторным оборудованием передачи $ГО_{пер}$ и приема. В состав ГО входят: задающий генератор ЗГ, формирующий периодическую последовательность импульсов (рис. 1.6); распределитель канальных импульсов (РКИ), который формирует периодические последовательности импульсов $f_0(t)$ 1-го, 2-го и т.д. до N -го каналов, смещенные относительно друг друга на защитный интервал, необходимые для управления канальными амплитудно-импульсными модуляторами и канальными селекторами (см. рис. 1.5).

На выходе КАИМ каждого из каналов (см. рис. 1.4) формируются АИМ-1 сигналы, которые преобразуются в АИМ-2 сигналы и объединяются в групповой (многоканальный) АИМ сигнал $C_{\Sigma}(t)$, который передается по групповому АИМ тракту. С целью обеспечения синхронной работы канальных амплитудно-импульсных модуляторов и селекторов в групповой тракт передачи вводятся синхроимпульсы СИ. Формирование СИ, т.е. придания ему соответствующих признаков (амплитуда, длительность), осуществляется передатчиком синхросигнала Пер.СС. На стороне приема выделение синхросигнала из группового АИМ сигнала осуществляется приемником синхросигнала Пр.СС. Сигнал с выхода Пр.СС синхронизирует генераторное оборудование приема $ГО_{пр.}$ с генераторным оборудованием передачи $ГО_{пер.}$

Полоса частот, необходимая для передачи группового АИМ сигнала, может быть определена на основе следующих рассуждений: период дискретизации равен $T_d = 1/f_d = N \cdot \tau_n$; для передачи импульса длительностью τ_n достаточна полоса частот $\Delta f_n = 1/\tau_n$. После соответствующих преобразований формул для T_d и Δf_n получим

$$\Delta f_n = N f_d \quad (1.9)$$

т.е. необходима полоса частот от 0 до $f_{гв} = \Delta f_{и}$, где $f_{гв}$ – верхняя граничная частота полосы пропускания группового АИМ тракта.

С учетом защитного интервала, естественно, полоса частот для передачи группового АИМ сигнала несколько выше. Переходные процессы в групповом АИМ тракте, обусловленные конечной шириной его полосы пропускания, приводят к взаимным влияниям между каналами.

1.2.2. Переходные влияния в групповом АИМ тракте

Переходные влияния в групповом АИМ тракте обусловлены тем, что время действия отсчета i -го канала не ограничивается интервалом времени, номинально отведенным для этого канала. При этом происходит переход некоторой части энергии сигналов, передаваемой по каналу, во временные интервалы других каналов. Взаимные переходные влияния между каналами практически неизбежны; задача заключается в уменьшении их величины и степени мешающего воздействия на передачу.

Главной причиной возникновения переходных влияний в групповом АИМ тракте является ограничение полосы частот снизу и сверху, обусловленное наличием в тракте реактивных элементов, накапливающих электрическую энергию в один момент и расходующих их в другой. Передача импульсного сигнала отсчета по цепи с ограниченной полосой пропускания приводит к тому, что форма импульсов искажается, происходит затягивание фронтов и образование выбросов, которые при определенных условиях могут перекрыть временные интервалы других каналов. Степень такого перекрытия определяет величину переходных помех между каналами.

Переходные помехи 1-го рода. Допустим, что на входе группового АИМ тракта отсчеты сигналов различных каналов разделены защитными интервалами τ_z и имеют идеальную прямоугольную форму (пунктир на рис. 1.7,а). С целью упрощения анализа переходных явлений в области ограничения полосы частот сверху групповой АИМ тракт можно заменить эквивалентной схемой RC-фильтра нижних частот (рис. 1.7,б), верхняя граничная частота полосы пропускания которого (определенная на уровне 3 дБ)

$$f_{гв} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}. \quad (1.10)$$

Из-за ограничения полосы пропускания сверху происходит затягивание фронтов каждого импульса. Сигнал, полученный на выходе модели тракта передачи, показан на рис. 1.7,а сплошной линией.

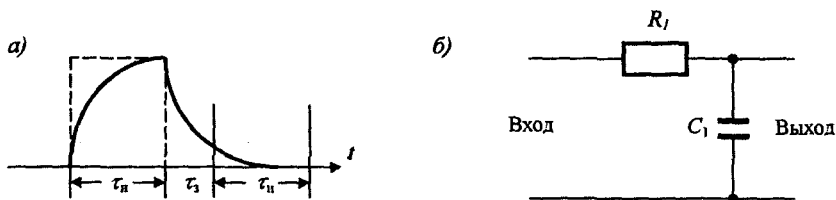


Рис. 1.7. Неискаженный и искаженный отсчеты сигнала (а); эквивалентная схема (б) группового АИМ тракта в области высоких частот

Видно, что из-за ограничения высокочастотных составляющих спектра импульсов происходит наложение затянутых фронтов импульсов на временные интервалы других каналов. Наибольший переход имеет место в канал, непосредственно следующий за влияющим каналом; энергия переходной помехи быстро затухает, и влияние на более удаленные по времени каналы будет заметно уменьшаться. Искажения и помехи, обусловленные ограничением полосы пропускания тракта сверху, принято называть *искажениями 1-го рода* и *переходными помехами 1-го рода*.

Установим зависимость величины переходных помех 1-го рода от выбора граничной частоты полосы пропускания тракта. Спад напряжения на конденсаторе C_1 схемы рис. 1.7,б происходит по экспоненциальному закону.

Величину напряжения переходной помехи через промежуток времени t после окончания временного интервала влияющего канала можно определить из уравнения

$$u_1 = U_n e^{-\frac{t}{R_1 C_1}},$$

где U_n – амплитуда отсчета.

Для определения напряжения переходной помехи в соседнем канале достаточно решить это уравнение относительно t , положив $t = \tau_s + \Delta t$, где Δt – величина, зависящая от способа демодуляции АИМ сигнала. В случае использования в качестве демодуляторов фильтров нижних частот эта величина равна

$$\Delta t = R_1 C_1 \ln \frac{\tau_n}{R_1 C_1}.$$

Защищенность от переходной помехи 1-го рода между влияющим и соседним подверженным влиянию каналом будет равна

$$A_{п1} = 20 \lg \frac{U_{н}}{u_1} = 8,7 \frac{\tau_3 + \Delta t}{R_1 C_1}.$$

С учетом (1.10), можно записать

$$A_{п1} = 2\pi \cdot 8,7 (\tau_3 + \Delta t) \cdot f_{гв}. \quad (1.11)$$

Если учесть, что защищенность от переходных помех между соседними каналами должна быть не менее 60 дБ, то защищенность более удаленных каналов значительно возрастает и с влияниями на дальние каналы можно не считаться.

Переходные помехи 2-го рода. При ограничении полосы частот группового АИМ тракта снизу его эквивалентную схему можно представить в виде RC – фильтра верхних частот (рис. 1.8), нижняя граничная частота которого на уровне 3 дБ равна

$$f_{гн} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}. \quad (1.12)$$

Ограничения полосы пропускания снизу приводят к переходным влияниям между каналами из-за появления у импульсов спада вершины и выбросов обратной полярности, показанных на рис. 1.8,а.

Эти выбросы затухают очень медленно, а поэтому влиянию переходов подвергаются каналы, значительно более удаленные по времени от влияющего канала, чем это имело место в случае помех 1-го рода. Искажения и помехи, обусловленные ограничениями полосы частот группового АИМ тракта снизу, называются *искажениями 2-го рода* и *помехами 2-го рода* соответственно.

Переходные помехи, обусловленные появлением выбросов противоположной полярности, можно проанализировать с использованием экспоненциальных функций. Представим отсчет сигнала, передаваемый по вли-

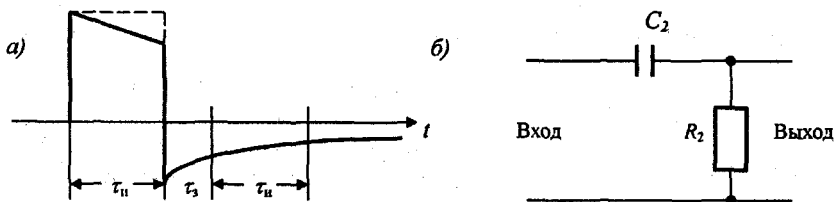


Рис. 1.8. Неискаженный и искаженный отсчеты сигнала (а); эквивалентная схема (б) группового АИМ тракта в области высоких частот

яющему каналу, в виде двух скачков напряжения, один из которых равен $+U_n$ в момент времени $t = 0$, а другой $-U_n$ при $t = \tau_n$. В этом случае напряжение переходной помехи u_2 через промежуток времени t после начала временного интервала первого канала определится соотношением

$$u_2 = U_n e^{-\frac{t}{R_2 C_2}} - U_n e^{-\frac{t-\tau_n}{R_2 C_2}} = U_n e^{-\frac{t}{R_2 C_2}} (1 - e^{-\frac{\tau_n}{R_2 C_2}}), \quad t \geq \tau_n.$$

Для того чтобы найти, например, напряжение переходной помехи в соседнем канале, нужно подставить в это уравнение значение $t = \tau_n + \tau_2$:

$$u_2 = U_n e^{-\frac{\tau_n + \tau_2}{R_2 C_2}} (1 - e^{-\frac{\tau_n}{R_2 C_2}}). \quad (1.13)$$

В соотношении (1.13) определяется переходная помеха в соседнем канале в момент начала временного интервала этого канала, а не для произвольного момента времени. Однако это мало сказывается на результатах оценки взаимного влияния каналов, так как при достаточно больших значениях $R_2 C_2$ затухание выброса обратной полярности в пределах одного временного интервала весьма мало. Даже через 10 временных интервалов, отсчитанных от начала интервала соседнего канала, напряжение переходной помехи уменьшается не более чем на 1% по сравнению с его значением в соседнем канале. Защищенность от переходных помех 2-го рода в соседних может быть рассчитана по формуле

$$A_{п2} = 20 \lg \frac{f_n}{f_d \cdot f_{гн} \cdot \tau_n}, \quad (1.14)$$

где f_n – частота синусоидального сигнала, передаваемая по влияющему каналу с амплитудой, равной 1В; f_d – частота дискретизации; $f_{гн}$ – нижняя граничная частота полосы пропускания группового АИМ тракта; τ_n – длительность импульсов отсчета.

1.2.3. Способы повышения защищенности от переходных помех

Проблема повышения защищенности от переходных помех возникает в связи с тем, что не всегда представляется возможным удовлетворить простыми средствами различные требования к системам передачи с временным разделением каналов, являющихся зачастую противоречивыми. Так, например, с целью улучшения технико-экономических показателей оконечного оборудования ЦСП ИКМ-ВРК необходимо стремиться к построению многоканальных групповых трактов на большое число каналов.

В определенных пределах справедливо утверждение: чем больше число каналов в группе, тем лучше эти показатели. Решение такой задачи требует передачи в течение цикла большого числа сигналов, что, в свою очередь, приводит к уменьшению защитных временных интервалов между канальными импульсами (отсчетами). Если не принять специальных мер, то переходные помехи могут оказаться недопустимо большими.

Известны следующие способы уменьшения переходных помех, возникающих в групповых АИМ трактах ЦСП ИКМ-ВРК:

- расширение полосы пропускания тракта;
- увеличение защитного временного интервала между каналами при помощи разделения их на подгруппы;
- увеличение защитного интервала путем уменьшения длительности отсчетов;
- применение пассивных схем, создающих эффект компенсации переходных помех;
- применение активных компенсационных схем.

Достоинства и недостатки первых трех способов, их возможность и область применения вполне очевидны. Рассмотрим два последних способа: применение пассивных и активных компенсационных схем.

С целью получения эффекта взаимной компенсации (автокомпенсации) переходных влияний можно использовать то обстоятельство, что помехи 1 и 2-го рода имеют противоположные знаки. Это показано на рис. 1.9. Очевидно, что в интервале времени $t_1 - t_2$ будет происходить некоторая взаимная компенсация переходных помех. Следовательно, варьируя величинами $f_{гн}$ и $f_{гв}$, можно несколько улучшить защищенность соседних каналов от переходных помех.

Компенсацию переходных помех можно выполнить применением различных схем *синхронных* фиксаторов уровня. Идеализированная схема синхронного фиксатора показана на рис. 1.10. Наиболее опасными являются переходные помехи 2-го рода. Поэтому рассмотрим работу схемы применительно к этому виду помех и искажений, полагая, что другие искажения не имеют места или ими можно пренебречь.

При поступлении на вход схемы искаженного импульса влияющего канала (рис. 1.10) ключ K разомкнут, поэтому импульс проходит на выход схемы. В какой-то момент времени происходит замыкание ключа K , и конденсатор C заряжается до напряжения, равного и обратного по знаку напряжению выброса импульса влияющего канала. В следующий момент времени ключ K размыкается, поэтому поступивший импульс соседнего канала, искаженный воздействием переходов, пройдет через конденсатор на выход схемы, но при этом из напряжения импульса вычитается напря-

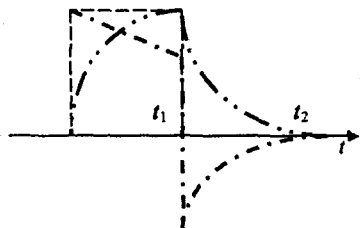


Рис. 1.9. Принцип взаимной компенсации переходных помех 1 и 2-го рода

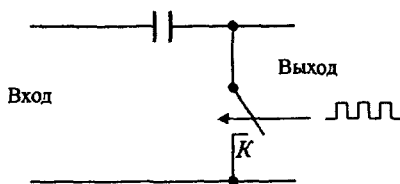


Рис. 1.10. Принцип работы синхронного фиксатора уровня как корректора искажений

жение на конденсаторе. Следовательно, на выходе схемы появится неискаженный импульс соседнего канала.

Оптимальными условиями работы схемы рис. 1.10 являются минимальное внутреннее сопротивление источника отсчетов и максимальное сопротивление нагрузки. При этих условиях время заряда τ_1 конденсатора при замыкании ключа K будет минимальным, а время разряда конденсатора при размыкании ключа K τ_2 , определяемое величиной сопротивления нагрузки, максимальным. Если в схеме синхронного фиксатора уровня реализованы неравенства $\tau_1 \ll \tau_3$ (τ_3 – защитный интервал) и $\tau_2 \ll \tau_d$ (τ_d – длительность отсчета), то работа реальной схемы приближается к идеальной. С увеличением τ_1 работа схемы ухудшается, так как из-за неполного заряда конденсатора за время, равное защитному интервалу, компенсация искажений будет неполной.

1.2.4. Дискретизация групповых сигналов

Мы рассмотрели процессы дискретизации сигналов, у которых отношение $F_B/F_H \gg 2$, условно называемых широкополосными. Несколько по-иному определяется значение частоты дискретизации f_d для сигналов с отношением $F_B/F_H < 2$, которые называются узкополосными. Примерами таких сигналов являются сигналы трехканальной предгруппы с полосой частот 12,3...23,4 кГц, первичной группы с полосой частот 60...108 кГц, вторичной группы с полосой частот 312...552 кГц и др. систем передачи с частотным разделением каналов.

Будем считать, что импульсные несущие для амплитудно-импульсной модуляции узкополосных сигналов представляют собой периодическую последовательность прямоугольных импульсов (ПППИ) весьма малой длительности. Спектр амплитуд такой ПППИ можно считать равномер-

ным, а интенсивность всех боковых АИМ сигнала – одинаковой.

Обозначим произвольную гармонику частоты дискретизации через nf_d . Для того, чтобы боковые полосы этой гармоники не совпадали по спектру с исходным сигналом $F_n \dots F_b$, необходимо выполнить два условия (см. рис. 1.3):

1) нижняя боковая НБ- k должна располагаться по оси частот выше или ниже исходного сигнала;

2) верхняя боковая ВБ- k также должна располагаться по оси частот выше или ниже полезного спектра $F_n \dots F_b$ (включая и отрицательные частоты).

Первое условие можно записать в виде двух неравенств, причем безразлично, какое именно из них выполняется

$$kf_d - F_b \geq F_n \text{ или } kf_d \geq 2F_n \quad (1.15)$$

и

$$kf_d - F_n \leq F_b \text{ или } kf_d \leq 2F_b. \quad (1.16)$$

Второе условие можно записать в виде двух неравенств, одно из которых обязательно должно выполняться

$$kf_d + F_n \geq F_b \text{ или } kf_d \geq F_b - F_n \quad (1.17)$$

и

$$kf_d + F_b \leq F_n \text{ или } kf_d \leq F_n - F_b. \quad (1.18)$$

Отметим, что условия (1.16) и (1.18) выполняются всегда. Очевидно, что неравенства (1.18) не могут выполняться на практике ни для одного значения k , если $F_b > F_n$, а выполнение неравенств (1.17) является обязательным для любого значения k . Рассмотрим теперь условия (1.15) и (1.16). Условия (1.16) не могут выполняться для всех значений k . Пусть k_1 – максимальное значение k , для которого соотношения (1.16) еще выполняются. Тогда для всех $k = k_1 + 1$, должны выполняться условия (1.15). Сказанное можно записать в виде двух неравенств, которые должны выполняться одновременно: $k_1 f_d \leq 2F_n$ и $(k_1 + 1)f_d \geq 2F_b$ или в другой форме

$$\frac{2}{k_1 + 1} F_b \leq f_d \leq \frac{2}{k_1} F_n. \quad (1.19)$$

Очевидно, что выполнение этих условий возможно лишь тогда, когда правая часть больше левой или равна ей, т.е.

$$\frac{2}{k_1} F_n \geq \frac{2}{k_1 + 1} F_b \text{ или } (k_1 + 1)F_n \geq kF_b.$$

Решив последнее неравенство относительно k_1 , получим

$$k_1 \leq \frac{F_n}{F_b - F_n} = \frac{F_n}{\Delta F}. \quad (1.20)$$

В этом уравнении значение k_1 может быть любым целым числом в пределах от 1 до $k_1 = \text{ent}(F_n/\Delta F)$. Здесь $\text{ent}(x)$ означает, что от отношения $F_n/\Delta F$ берется только целое число. Из решения неравенств (1.19) и (1.20) можно найти минимально возможную частоту дискретизации $f_{д \text{ мин}}$

$$f_{д \text{ мин}} = \frac{2}{(F_n/\Delta F) + 1} F_b = 2\Delta F \quad (1.21)$$

Нижняя граничная частота дискретизации равна удвоенной ширине спектра дискретизируемого сигнала и достигается лишь в том случае, когда отношение $F_n/\Delta F$ является целым числом. В остальных случаях частота дискретизации должна превышать удвоенную ширину спектра исходного сигнала.

Эту методику определения частоты дискретизации полосового сигнала целесообразно применять при $F_n \geq \Delta F$. Если $F_n < \Delta F$, то частоту дискретизации следует выбирать согласно теореме Найквиста–Котельникова $f_d \geq 2 F_b$.

Восстановление сигнала из последовательности его отсчетов можно осуществить с помощью полосового фильтра (ПФ). Частота дискретизации при этом выбирается такой, чтобы обеспечить минимальные значения полос расфилтровки ПФ с симметричными или несимметричными характеристиками затухания.

Для иллюстрации вышесказанного рассмотрим пример определения частоты дискретизации для полосового сигнала.

Пример. Требуется определить минимальное значение частоты дискретизации f_d сигнала трехканальной предгруппы, для которой $F_n = 12,3$ кГц и $F_b = 23,4$ кГц.

Решение. Ширина полосы пропускания сигнала равна $\Delta F = F_b - F_n = 23,4 - 12,3 = 11,1$ кГц. Отношение $F_n/\Delta F = 12,3 / 11,1 = 1,108$. Подставив значения $F_n/\Delta F$ и F_b в (1.21), получим

$$f_{д \text{ мин}} = \frac{2}{(F_n/\Delta F) + 1} F_b = \frac{2}{1,108} \cdot 23,4 = 22,2 \text{ кГц.}$$

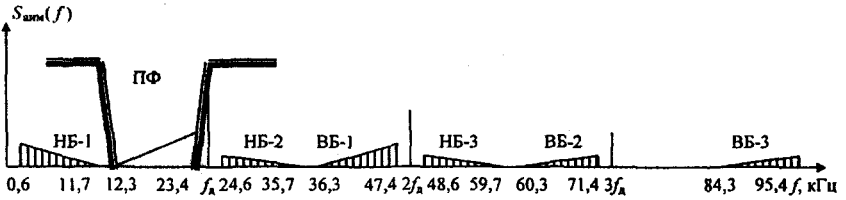


Рис. 1.11. Спектр АИМ полосового сигнала

Это минимальное значение частоты дискретизации не подходит, так как оно находится в полосе частот дискретизируемого сигнала, что недопустимо. При демодуляции такого АИМ сигнала возможны значительные искажения. Воспользуемся формулой (1.19). Положив в ней $k_1=1$, получим

$$F_n \leq f_d \leq 2F_n. \quad (1.22)$$

Подставив в (1.22) значения граничных частот исходного сигнала, получим: $23,4 \leq f_d \leq 2 \cdot 12,3 = 24,6$ кГц. Выбираем значение частоты дискретизации, равное $f_d = 24$ кГц.

Спектр АИМ сигнала трехканальной подгруппы для $f_d = 24$ кГц приведен на рис. 1.11.

Как следует из рис. 1.11, спектр АИМ сигнала состоит из: исходного сигнала 12,3...23,4 кГц; нижней (НБ-1) 0,6...11,7 и верхней боковой (ВБ-1) 36,3...47,4 кГц около первой гармоники частоты дискретизации $f_d = 24$ кГц; нижней (НБ-2) 24,6...35,7 и верхней боковой (ВБ-2) 60,3...71,4 кГц около второй гармоники частоты дискретизации $2f_d = 48$ кГц; нижней (НБ-3) 48,6...59,7 и верхней боковой (ВБ-3) 84,3...95,4 кГц около третьей гармоники частоты дискретизации $3f_d = 72$ кГц и т.д. Демодуляция такого АИМ сигнала может быть осуществлена полосовым фильтром ПФ с симметричной характеристикой затухания (величина полосы расфильтровки слева $\Delta F_{рл} = 12,3 - 11,7 = 0,6$ кГц и справа $\Delta F_p = 24 - 23,4 = 0,6$ кГц равны).

Формула (1.22) с учетом коэффициента k может быть представлена в виде

$$f_d = 2(F_n + F_b) / (2k + 1). \quad (1.23)$$

Для рассмотренного примера, если $k = 1$, то из (1.23) следует

$$f_d = 2(F_n + F_b) / (2k + 1) = 2(12,3 + 23,4) / (2 \cdot 1 + 1) = 23,8 \text{ кГц.}$$

Всегда значение частоты дискретизации округляется до ближайшего целого кратного 4, т.е. выбираем $f_d = 24$ кГц. Если частота дискретизации

определена по формуле (1.23), то демодуляция АИМ сигнала осуществляется ПФ с симметричной характеристикой затухания, полоса расфилтровки которого равна

$$\Delta F_p = f_d / 2 + \Delta F. \quad (1.24)$$

Всегда стремятся к минимальному значению частоты дискретизации узкополосного сигнала, что имеет место при $k=1$.

Соотношения (1.22)–(1.24) для определения параметров дискретизации справедливы при $k \neq 1$ для сигналов, у которых отношение $F_B/F_H < 2$, т.е. для узкополосных сигналов. Если $F_B/F_H > 2$, то частота дискретизации определяется из соотношения $f_d > 2 F_B$. Очевидно, что в этом случае для снижения f_d необходимо предварительно осуществить перенос исходного спектра в область более низких частот. Так, для третичной группы с полосой частот 812...2044 кГц частота дискретизации может быть доведена, например, до величины $f_d = 2584$ кГц. Для этого полосу частот с помощью несущей $f_n = 2104$ кГц переносим в полосу частот 60...1292 кГц и далее осуществляем дискретизацию с частотой дискретизации, равной $f_d = 2 \cdot 1292 = 2584$ кГц. Снижения частоты дискретизации с помощью преобразования частоты можно получить и для узкополосных сигналов.

1.3. Квантование

Амплитуды или уровни отсчетов дискретизированного или АИМ-2 сигнала (в том числе и группового АИМ-2 сигнала) образуют бесчисленное множество его различных реализаций. Первым шагом к уменьшению этого множества является ограничение амплитуды напряжения входных сигналов значением $U_{ор}$, вероятность превышения которого не более $p < 0,001$. Однако в реальном канале передачи (тракте, линии связи) в результате воздействия помех и различного вида искажений можно передать лишь конечное множество различных уровней (градаций) отсчетов. На приемной стороне всегда возникает неопределенность при обработке близких по уровню сигналов. При этом уровень отсчета даже при высокой разрешающей способности приемных устройств может быть известен с точностью до помехи, т.е. возникает ситуация, характеризующаяся неопределенностью. Следовательно, нет необходимости передавать точные значения отсчетов АИМ-2 сигнала, их можно округлять с определенной точностью. В результате такого округления бесконечное множество амплитуд отсчетов заменяется счетным множеством, содержащим определенный набор разрешенных значений уровней отсчетов-дискретов. Эти разрешенные значения отсчетов называются *уровнями квантования*.

Замена непрерывной шкалы уровней отсчетов дискретной шкалой называется *квантованием по уровню*. Квантование позволяет применять цифровые методы обработки отсчетов, в том числе их кодирование и регенерацию.

Диапазон непрерывных отсчетов лежит в пределах от $-U_{\text{огр}}$ до $+U_{\text{огр}}$ для двухполярных сигналов и в пределах от 0 до $U_{\text{огр}}$ для однополярных сигналов. В процессе квантования весь диапазон изменений отсчетов делится на отрезки (в общем случае неравные), называемые *шагами квантования* δ_i . При попадании отсчета АИМ-2 сигнала в пределы того или иного шага квантования производится его округление до ближайшего разрешенного уровня. Если $c(nT_d)$ значение отсчета в момент времени nT_d , а $C_{\text{кв}}(nT_d)$ значение квантованного отсчета в момент времени nT_d , то разность

$$\varepsilon(nT_d) = c(nT_d) - C_{\text{кв}}(nT_d) \quad (1.25)$$

называется ошибкой квантования или *шумом квантования*.

Если шаг квантования во всем диапазоне изменений амплитуд отсчетов от $-U_{\text{огр}}$ до $+U_{\text{огр}}$ (или от 0 до $U_{\text{огр}}$) остается величиной постоянной $\delta_i = \delta = \text{const}$, то такое квантование называется *равномерным*. Если шаг квантования меняется для различных диапазонов изменений значений отсчетов, то такое квантование называется *неравномерным*.

1.3.1. Равномерное квантование

Процесс квантования осуществляется квантующим устройством КУ, амплитудная характеристика которого приведена на рис. 1.12.

Амплитудная характеристика КУ $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ представляет собой ступенчатую кривую (рис. 1.12,а). Она может быть представлена в виде суммы идеальной линейной АХ и характеристики, представляющей искажения квантования или шумы квантования (рис. 1.12,б). Характеристика $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ имеет две характерных части: участок квантования для $-U_{\text{огр}} \leq U_{\text{вх}} \leq +U_{\text{огр}}$ и участок ограничения для $|U_{\text{вх}}| > U_{\text{огр}}$. Соответственно различают шумы квантования, которые представляют случайный процесс с мгновенными значениями $\varepsilon = |U_{\text{вх}} - U_i| \leq \delta/2$, и шумы *ограничения*.

Пусть плотность вероятности распределения мгновенных значений АИМ-2 сигнала описывается функцией $w(u)$ (рис. 1.13) и квантование сигнала, как отмечено выше, осуществляется в пределах от $-U_{\text{огр}}$ до $+U_{\text{огр}}$ для двухполярных сигналов или от 0 до $U_{\text{огр}}$ для однополярных сигналов.

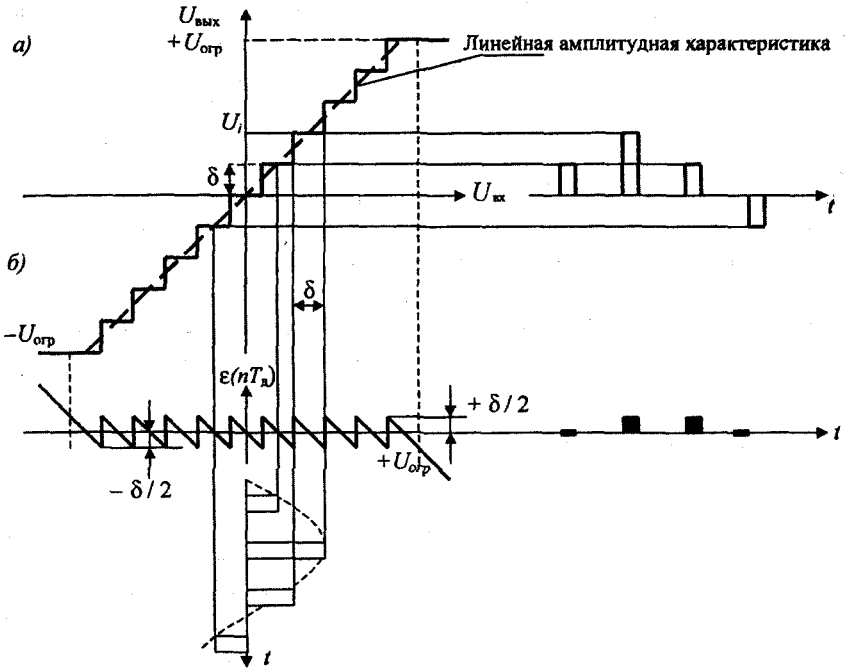


Рис. 1.12. Равномерное квантование

Определим среднюю мощность шума квантования на единичном сопротивлении. Обозначим через u_i и u_{i+1} пороги квантования, т.е. границы i -го шага квантования, внутри которого располагается уровень квантования

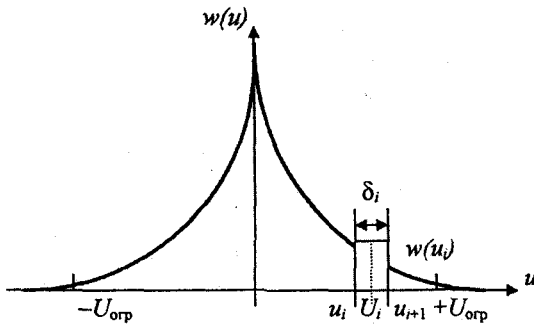


Рис. 1.13. Плотность распределения мгновенных значений квантуемого сигнала

U_i . Ширина i -го шага квантования равна расстоянию между соответствующими порогами

$$\delta_i = u_{i+1} - u_i.$$

Если число шагов квантования M достаточно велико, т.е. шаг квантования много меньше среднеквадратического значения квантующего сигнала, то плотность $w_i(u)$ мгновенных значений сигнала внутри i -го шага квантования без особой ошибки можно считать равномерной, т.е. заменить непрерывную кривую $w(u)$ на рис. 1.13 ступенчатой с числом ступеней, равным числу шагов квантования M . Плотность $w_i(u)$ является условной (условие состоит в попадании сигнала в i -й шаг квантования) и равна

$$w_i(u) = \begin{cases} \frac{1}{\delta_i}, & u_i \leq u \leq u_{i+1}, \\ 0, & u_i > u > u_{i+1}. \end{cases}$$

Многочисленные теоретические и экспериментальные исследования показывают, что шумы квантования представляют стационарный и случайный эргодический процесс, статистические характеристики которого, полученные путем усреднения по множеству, совпадают с аналогичными характеристиками, полученными усреднением по времени. Тогда условная средняя мощность шума квантования при условии, что сигнал попадает в i -й шаг квантования (рис. 1.13), равна

$$P_{\text{кв}} = \int_{u_i}^{u_{i+1}} (U_i - u)^2 w_i(u) du = \frac{(u_{i+1} - U_i) + (U_i - u_i)^2}{3\delta_i}. \quad (1.26)$$

Определим значение U_i , обеспечивающее минимум $P_{\text{кв}}$. Для этого найдем производную $P_{\text{кв}}$ по U_i и приравняем ее нулю:

$$\frac{dP_{\text{кв}}}{dU_i} = \frac{1}{3\delta_i} [-3(u_{i+1} - U_i)^2 + 3(U_i - u_i)^2] = 0$$

или $u_{i+1} - U_i = \pm (U_i - u_i)$.

Практический смысл имеет только одно из двух решений

$$U_i = \frac{u_i + u_{i+1}}{2}. \quad (1.27)$$

Легко показать, что это значение U_i соответствует минимальной мощности шума квантования (1.26). Следовательно, выгодно располагать уровень

квантования посередине между границами соответствующего шага. При этом $-\delta_i/2 \leq \varepsilon \leq +\delta_i/2$, т.е. максимальная ошибка не превышает половины шага квантования, а согласно (1.26) $P_{\text{кв}i} = \delta_i^2/12$. Усредним теперь этот результат по всем шагам квантования. Вероятность того, что сигнал попадает в i -й шаг, обозначим через p_i , тогда полная средняя мощность шумов квантования при числе уровней квантования M равна

$$P_{\text{кв}} = \sum_{i=0}^M \frac{1}{12} \delta_i^2 p_i. \quad (1.28)$$

При равномерном квантовании, т.е. когда $\delta_i = \delta = \text{const}$ и согласно (1.28)

$$P_{\text{кв}} = \frac{\delta^2}{12} \sum_{i=0}^M p_i = \frac{\delta^2}{12}, \quad (1.29)$$

так как

$$\sum_{i=0}^M p_i = 1.$$

Из последнего выражения следует, что при равномерном квантовании мощность шума не зависит от закона распределения квантуемого сигнала, а определяется только величиной шага квантования δ .

Находят применение два типа амплитудных характеристик КУ при равномерном симметричном квантовании (рис. 1.12).

При амплитудных характеристиках КУ первого типа (рис. 1.14,а) число уровней (шагов) квантования M четное, число интервалов – нечетное, ни один из уровней не равен нулю.

Для амплитудных характеристик КУ второго типа характерно нечетное число уровней (шагов) квантования и четное число интервалов, один из уровней равен нулю. Для амплитудной характеристики первого типа характерно появление на выходе КУ шумов с амплитудой $\delta/2$ и мощностью $\delta^2/4$ при появлении на его входе малейших шумов, так называемых шумов незанятого канала или режим молчания. Максимальная мощность шумов незанятого канала $P_{\text{нк}} = \delta^2/4$ и, следовательно, в 3 раза превышает мощность шума квантования. Для характеристики второго типа незначительные флуктуации на входе КУ не приводят к появлению на выходе каких-либо шумов.

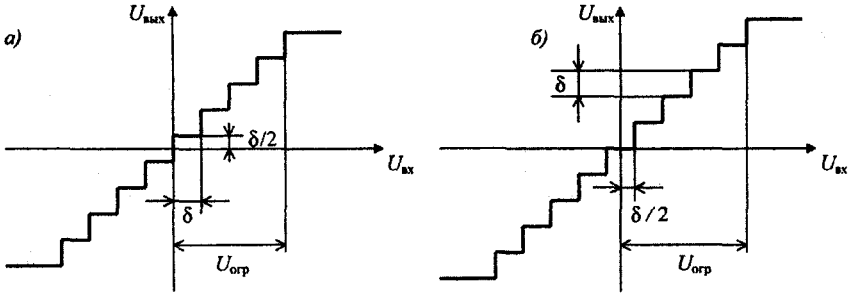


Рис. 1.14. Амплитудные характеристики квантующих устройств

Определим защищенность сигнала мощностью P_c от шума квантования мощностью $P_{кв}$, т.е.

$$A_{кв} = 10 \lg \frac{P_c}{P_{кв}}.$$

Поскольку $P_{кв}$ не зависит от величины входного сигнала, то отношение $P_c / P_{кв}$ растет с увеличением мощности квантуемого сигнала, а следовательно растет и защищенность от шумов квантования $A_{кв}$. Однако при превышении квантуемым сигналом порога ограничения возникают искажения (шумы) *ограничения*, и защищенность от суммарного влияния шумов квантования и ограничения снижается.

Групповой АИМ сигнал представляет собой сигналы, поступающие от разных абонентов. Из-за различия их микрофонов, разной длины и типа абонентских линий, их состояния и других факторов эти сигналы могут значительно различаться по мощности. Поскольку параметры последующих узлов цифровых систем передачи при обработке всех сигналов остаются неизменными, то шаг квантования следует выбирать, исходя из того, чтобы шумы квантования не превышали допустимой величины при минимальном сигнале. В то же время во избежание значительных шумов ограничения порог ограничения должен выбираться исходя из параметров максимального по уровню входного сигнала.

Выберем порог ограничения в k раз большим, чем среднеквадратическое значение напряжения $\sigma_{с макс}$ максимального по напряжению сигнала, т.е.

$$U_{огр} = k \sigma_{с макс}. \quad (1.30)$$

Если шкала квантования строится таким образом, чтобы шумы огра-

ничения не возникали, то величина $U_{\text{отр}}$ должна совпадать с пиковым максимальным $u_{\text{макс}}$ напряжением сигнала. В этом случае коэффициент k показывает, во сколько раз пиковое значение сигнала больше его среднеквадратического значения, и численно совпадает с пик-фактором сигнала. Между $U_{\text{отр}}$, величиной шага квантования δ и числом уровней квантования M может быть установлена следующая связь:

при квантовании двухполярных отсчетов

$$M = \frac{2|U_{\text{отр}}|}{\delta} + 1 \approx \frac{2|U_{\text{отр}}|}{\delta}, \text{ откуда } \delta = \frac{2|U_{\text{отр}}|}{M} \quad (1.31)$$

при квантовании однополярных отсчетов

$$M = \frac{U_{\text{отр}}}{\delta}, \text{ откуда } \delta = \frac{U_{\text{отр}}}{M}. \quad (1.32)$$

Подставив значения $U_{\text{отр}}$ и δ из (1.30)...(1.32) в (1.29), получим для двухполярных сигналов (отсчетов)

$$P_{\text{кв}} = \frac{1 U_{\text{отр}}^2}{3 M^2} = \frac{1 k^2 \sigma_{\text{смакс}}^2}{3 M^2}, \quad (1.33)$$

для однополярных отсчетов

$$P_{\text{кв}} = \frac{1 U_{\text{отр}}^2}{12 M^2} = \frac{1 k^2 \sigma_{\text{смакс}}^2}{12 M^2}. \quad (1.34)$$

Мощность сигнала, как случайного процесса, равна его дисперсии

$$P_c = \sigma_c^2, \quad (1.35)$$

поэтому $\sigma_{\text{смакс}}$ представляет собой мощность наибольшего входного сигнала

$$P_{\text{смакс}} = \sigma_{\text{смакс}}^2.$$

Используя (1.33)–(1.35), находим отношение сигнал/шум квантования (ОСШК) и защищенность от шумов квантования для двухполярных сигналов

$$\frac{P_c}{P_{\text{кв}}} = \frac{3M^2}{k^2} \frac{\sigma_c^2}{\sigma_{\text{смакс}}^2}$$

и

$$A_{\text{кв}} = 20\lg(P_c / P_{\text{кв}}) = 20\lg(M/k) + 10\lg 3 + 20\lg(\sigma_c / \sigma_{c_{\text{макс}}}), \quad (1.36)$$

для однополярных сигналов

$$\frac{P_c}{P_{\text{кв}}} = \frac{12M^2}{k^2} \frac{\sigma_c^2}{\sigma_{c_{\text{макс}}}^2}$$

и

$$A_{\text{кв}} = 20\lg(M/k) + 10\lg 12 + 20\lg(\sigma_c / \sigma_{c_{\text{макс}}}). \quad (1.37)$$

При двоичном m -разрядном кодировании число шагов квантования равно $M = 2^m$. Подставив это значение в (1.36) и (1.37), получим защищенность для двухполярного сигнала

$$A_{\text{кв}} = 6m - 20\lg k + 20\lg(\sigma_c / \sigma_{c_{\text{макс}}}) + 4,8 \quad (1.38)$$

и для однополярных отсчетов

$$A_{\text{кв}} = 6m - 20\lg k + 20\lg(\sigma_c / \sigma_{c_{\text{макс}}}) + 10,8. \quad (1.39)$$

Введем обозначение $p_c = 20\lg(\sigma_c / \sigma_{c_{\text{макс}}})$, под которым будем понимать относительный уровень входного квантуемого сигнала. Из последнего уравнения следует $\sigma_c / \sigma_{c_{\text{макс}}} = 10^{0,05 p_c}$.

Тогда полученные выражения приводятся к виду для двухполярного сигнала

$$A_{\text{кв}} = 6m - 20\lg k + 4,8 + p_c \quad (1.40)$$

и для однополярного сигнала

$$A_{\text{кв}} = 6m - 20\lg k + 10,8 + p_c. \quad (1.41)$$

Значения коэффициента k для различных сигналов приведены в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Тип сигнала	Гармонический	Речевой	Многоканальный групповой телефонный	Телевизионный (однополярный)
k	$\sqrt{2}$	5	4	$\sqrt{3}$

Подставив в формулы (1.40) и (1.41) значения параметра k , получим формулы для оценки шумов квантования для различных сигналов.

Формулы (1.40) и (1.41) показывают, что защищенность будет минимальной для слабых сигналов и растет с увеличением их уровня p_c . При дальнейшем увеличении уровня входного сигнала возрастает вероятность появления шумов ограничения и снижение защищенности от суммарного влияния шумов квантования и ограничения.

Защищенность от шумов квантования как функция от уровня сигнала p_c при фиксированном m (или M) и разных k представляет собой семейство параллельных прямых, что будет показано ниже.

Оценку шумов ограничения произведем для сигналов с экспоненциальным распределением мгновенных значений со среднеквадратическим значением σ_c , т.е.

$$w(u) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_c} \exp\left[-\sqrt{2} \frac{|u|}{\sigma_c}\right]. \quad (1.42)$$

Мгновенное значение шума ограничения $\zeta_{\text{огр}} = u - U_{\text{огр}}$, а его мощность

$$P_{\text{огр}} = 2 \int_{U_{\text{огр}}} (u - U_{\text{огр}})^2 w(u) du.$$

Подставив в эту формулу (1.42) и (1.30), выполнив интегрирование и несложные преобразования, получим мощность шума ограничения

$$P_{\text{огр}} = \sigma_c^2 e^{-k\sqrt{2}\sigma_{c \text{ макс}}/\sigma_c} \quad (1.43)$$

и защищенность от шума ограничения

$$A_{\text{огр}} = 10 \lg \frac{P_c}{P_{\text{огр}}} = 6k \frac{\sigma_c}{\sigma_{c \text{ макс}}} = 6k \cdot 10^{0,05 p_c}. \quad (1.44)$$

Защищенность от шумов ограничения как функция p_c представляет собой семейство гипербол, что будет показано ниже.

Из анализа (1.44) следует, что с защищенность растет с увеличением k , что естественно, так как при этом растет порог ограничения $U_{\text{огр}}$ и, следовательно, уменьшается вероятность его превышения. Поскольку шумы квантования и ограничения независимы, мощность суммарного шума, возникающего при квантовании, равна сумме мощностей этих шумов (1.33) и (1.43), т.е.

$$P_{\Sigma} = P_{\text{кв}} + P_{\text{огр}} = \frac{1}{3} \frac{k^2 \sigma_{\text{С.МБКС}}^2}{M^2} + \sigma_c^2 e^{-k\sqrt{2}\sigma_{\text{С.МБКС}}/\sigma_c}, \quad (1.45)$$

суммарная защищенность

$$A_{\Sigma} = 10 \lg \frac{P_c}{P_{\Sigma}} = -10 \lg \left(\frac{1}{3} \frac{k^2}{M^2} 10^{-0,1 p_c} + \exp(-k\sqrt{2} \cdot 10^{-0,05 p_c}) \right). \quad (1.46)$$

На рис. 1.15 приведены зависимости суммарной защищенности от относительного уровня p_c входного для различных значений k (различных сигналов, см. табл. 1.1) и $M = 128 = 2^7$, т.е. $m = 7$. При построении зависимостей имелось в виду, что для $p_c < 0$ преобладают шумы квантования, а для $p_c > 0$ быстро возрастают шумы ограничения. При $p_c < 0$ преобладают шумы квантования и результирующие характеристики защищенности совпадают с соответствующими прямыми, изображающими зависимости (1.40) и (1.41). При $p_c > 0$ значительную роль начинают играть шумы ограничения, и характеристика защищенности $A_{\Sigma}(p_c)$, постепенно приближаясь, совпадает с одной из гипербол (1.44). Полученные зависимости имеют явно выраженные максимумы, положения которых несколько смещены от точки, где $p_c = 0$. Следовательно, при равномерном квантовании существует оптимальный уровень входного сигнала $p_{c \text{ опт}}$, при квантовании которого защищенность $A_{\Sigma}(p_c)$ будет наибольшей. Отклонение уровня входного сигнала как в сторону уменьшения, так и в сторону увеличения приводит к снижению защищенности.

По полученным характеристикам может быть определен диапазон уровней входных сигналов D , в пределах которого защищенность будет выше заданной величины или допустимого значения. Значение D легко может быть определено графически, как показано на рис. 1.15.

1.3.2. Неравномерное квантование

Плотность вероятности $w(u)$ значений телефонного сигнала (рис. 1.13) описывается уравнением (1.42) и характеризуется тем, что малые значения сигнала встречаются гораздо чаще больших. Защищенность от шумов квантования слабых сигналов значительно уступает защищенности сильных сигналов. Так, при диапазоне $D = 30$ дБ, как следует из рис. 1.15, защищенность слабого сигнала от шумов квантования составляет 20 дБ, а сильных – 40 дБ. Следовательно, при равномерном квантовании создается избыточная защищенность (качество) для сильных сигналов, вероятность появления которых невысока, и недостаточная – для слабых сигналов.

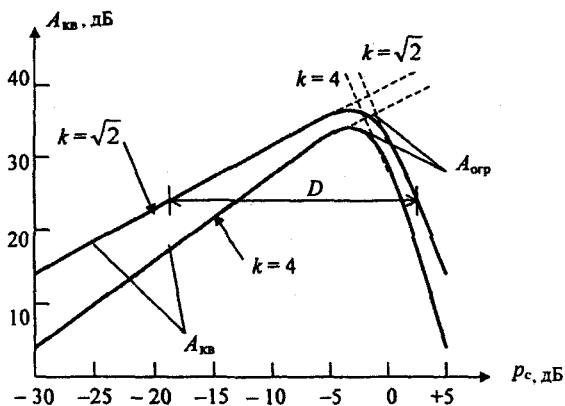


Рис. 1.15. Защищенность от шумов квантования и ограничения как функция входного сигнала

Для удовлетворительной передачи слабых сигналов нужно уменьшать величину шага квантования. Чтобы не увеличивать общее число шагов (уровней) квантования (следовательно, и разрядность двоичного кода при кодировании), можно размер шага сделать переменным, поставив его в зависимость от величины отсчета АИМ-2: квантовать слабые сигналы с малым шагом квантования, а сильные – с большим. При этом защищенность от шумов квантования для слабых сигналов увеличивается, а снижается для сильных, оставаясь, однако, достаточно высокой.

Неравномерное квантование можно реализовать следующими способами:

- путем сжатия (компрессии) динамического диапазона сигнала перед равномерным квантованием и последующего его расширения (экспандирования) после декодирования (рис. 1.16,а); групповой АИМ-2 поступает на компрессор (K), где происходит сжатие его динамического диапазона; квантующее устройство $KУ$ осуществляет равномерное квантование с оптимальным шагом квантования, обеспечивающим допустимую величину защищенности слабых сигналов от шумов квантования; в тракте передачи осуществляются соответствующие преобразования, на его выходе получаем сжатый по динамическому диапазону групповой АИМ сигнал; восстановление исходного динамического диапазона сигнала осуществляется экспандером $Э$;

- непосредственно в кодирующем устройстве на этапе кодирования отсчетов и обратного преобразования на этапе декодирования (рис.

1.16,б); входной АИМ сигнал поступает на вход нелинейного аналого-цифрового преобразователя *НАЦП*, где происходят все операции: переход от АИМ-1 к АИМ-2, его неравномерные квантование и кодирование; обратные преобразования происходят в нелинейном цифро-аналоговом преобразователе *НЦАП*;

– реализация неравномерного квантования при помощи цифрового преобразования после равномерного квантования с мелким шагом (рис. 1.16,в); входной АИМ сигнал поступает на квантующее устройство с малым шагом квантования, обеспечивающим заданную защищенность слабых сигналов от шумов квантования; далее квантованный АИМ сигнал поступает на *Кодер*, где происходит линейное кодирование кодом с соответствующим числом разрядов; с выхода *Кодер* сигнал поступает на преобразователь кода передач *ПК_{пер}*, где по определенному алгоритму осуществляется преобразование исходного кода в код меньшей разрядности (процесс цифровой компрессии); в преобразователе кода приема *ПК_{пр}* происходит обратный процесс или цифровое экспандирование; затем сигнал поступает на *Декодер*, где и происходит восстановление (с ошибкой, конечно) исходного АИМ сигнала.

Первоначально неравномерное или *нелинейное* квантование было реализовано для отсчетов аналогового сигнала по первому способу. Компрессор и экспандер, вместе взятые, образуют *компандер*. А процесс компрессии и экспандирования динамического диапазона сигнала называется *компа́ндированием*. Компа́ндер в ЦСП должен реагировать на каждый отсчет сигнала, т.е. быть по возможности *безынерционным устройством мгновенного действия*.

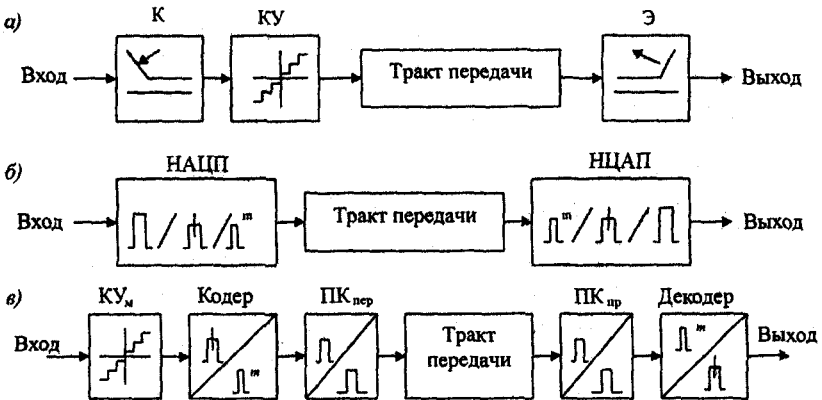


Рис. 1.16. Способы реализации неравномерного квантования

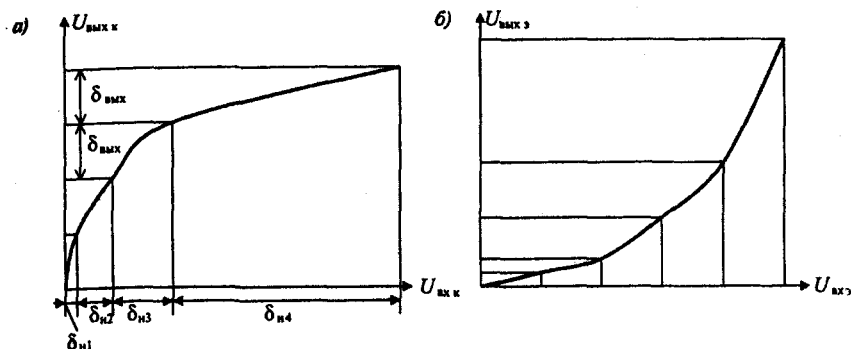


Рис. 1.17. Амплитудные характеристики компрессора и экспандера

Компрессор представляет собой устройство с нелинейной амплитудной характеристикой $U_{\text{вых к}} = f(U_{\text{вх к}})$ (рис. 1.17,а), называемой *характеристикой компрессии*. Квантование выходного сигнала компрессора с равным шагом квантования $\delta_{\text{вых}}$ соответствует квантованию входного сигнала с шагом, возрастающим с увеличением уровня входного сигнала $\delta_{\text{н1}} < \delta_{\text{н2}} < \delta_{\text{н3}}$.

Экспандер представляет собой устройство с нелинейной амплитудной характеристикой $U_{\text{вых з}} = f(U_{\text{вх з}})$ (рис. 1.17,б), называемой *характеристикой экспандирования*.

Как следует из рис. 1.17,а, компрессор обеспечивает большое усиление для слабых сигналов и малое – для сильных, экспандер (рис. 1.17,б) обеспечивает большое усиление для сильных сигналов и малое – для слабых. Амплитудная характеристика экспандера обратна амплитудной характеристике компрессора, т.е.

$$U_{\text{вых к}}(U_{\text{вх к}}) \cdot U_{\text{вых з}}(U_{\text{вх з}}) = 1.$$

Экспандер устраняет искажения, вносимые компрессором, так что результирующая амплитудная характеристика компандера, является линейной.

Амплитудная характеристика квантующего устройства с компандером приведена на рис. 1.18. Компрессор включается перед кодером тракта передачи (рис. 1.16,а), а экспандер – на выходе декодера в приемной части.

Защищенность от шумов квантования не зависит от способа реализации характеристики неравномерного квантования. Поэтому вопрос о выборе оптимальной характеристики компрессии можно рассмотреть, не теряя общности, на примере аналогового компандирования.

Из рис. 1.17,а следует, что при неравномерном квантовании входного сигнала $u_{\text{вх}}$ шаг квантования равен

$$\delta_{\text{н}} = \delta \frac{du_{\text{вх}}}{du_{\text{вых}}}, \quad (1.47)$$

где $du_{\text{вх}} / du_{\text{вых}}$ – производные характеристики компрессии при напряжении входного сигнала σ_c .

Так как мощность шума квантования растет пропорционально квадрату величины шага квантования, а мощность сигнала равна (1.35), то отношение сигнал-шум квантования

$$P_c / P_{\text{кв}} = 12 \sigma_c^2 / \delta_{\text{н}}^2 \quad (1.48)$$

будет оставаться постоянным, если шаг квантования будет линейно возрастать с увеличением входного сигнала. Этому соответствует *пропорциональная* шкала квантования, для которой из (1.47) имеем дифференциальное уравнение

$$\frac{u_{\text{вх}}}{\delta_{\text{н}}} = \frac{u_{\text{вх}}}{\delta} \cdot \frac{du_{\text{вых}}}{du_{\text{вх}}}. \quad (1.49)$$

Решением этого дифференциального уравнения является

$$u_{\text{вых}} = c \cdot \ln(\mu u_{\text{вх}}), \quad (1.49a)$$

связывающее напряжение сигнала на входе с напряжением на выходе компрессора с его оптимальной характеристикой, где c и μ – постоянные интегрирования.

Постоянные интегрирования определяются для граничных условий $u_{\text{вых}} = 0$ при $u_{\text{вх}} = 0$ и $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых макс}}$ при $u_{\text{вх}} = U_{\text{вх макс}}$. При этих условиях такая амплитудная характеристика компрессора физически нереализуема, так как при $u_{\text{вх}} \rightarrow 0$ $u_{\text{вых}} \rightarrow -\infty$, а не к нулю. Поэтому практически используются характеристики компрессии, несколько отличающиеся от полученной, но близкой к оптимальной. Эта характеристика описывается уравнением вида:

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{вых макс}} \frac{\ln \left(1 + \mu \left| \frac{u_{\text{вх}}}{U_{\text{вх макс}}} \right| \right)}{\ln(1 + \mu)} \quad (1.50)$$

и называется *логарифмической*, а μ -параметр, характеризующий степень ком-

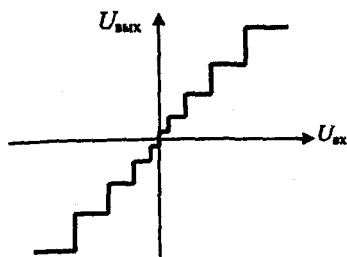


Рис. 1.18. Неравномерная шкала квантования

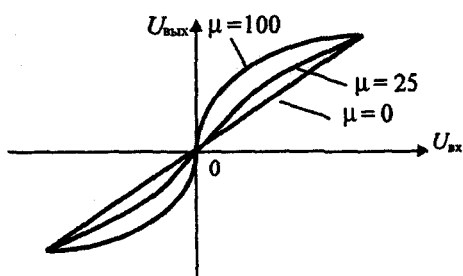


Рис. 1.19. Характеристика μ -компрессии

прессии (сжатия) динамического диапазона входного сигнала. Ее вид для различных значений μ приведен на рис. 1.19.

Отношение максимального шага квантования $\delta_{\text{макс}}$ к минимальному шагу $\delta_{\text{мин}}$ при логарифмическом квантовании равно

$$\frac{\delta_{\text{макс}}}{\delta_{\text{мин}}} = \frac{du_{\text{ВЫХ}} / du \big|_{u=0}}{du_{\text{ВЫХ}} / du \big|_{u=U_{\text{макс}}}} = 1 + \mu. \quad (1.51)$$

Амплитудная характеристика экспандера описывается уравнением вида

$$u_{\text{ВЫХ Э}} = \frac{1}{\mu} (1 + \mu)^{|u / U_{\text{ВХ МАКС}}|}, \quad (1.52)$$

где $U_{\text{ВЫХ МАКС}}$ — максимальное выходное напряжение экспандера.

Иногда пользуются так называемыми *нормированными* характеристиками μ -закона компрессии, которые получаются заменами в (1.50) вида

$$x = \frac{u_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ МАКС}}} \quad \text{и} \quad y = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ МАКС}}}$$

$$y = \frac{\ln(1 + \mu |x|)}{\ln(1 + \mu)}, \quad -1 \leq x \leq +1, \quad -1 \leq y \leq +1. \quad (1.52a)$$

Мощность шума квантования с неравномерной шкалой с шагом квантования $\delta_{\text{н}}$ для двухполярных сигналов на единичном сопротивлении равна (1.28)

$$P_{\text{кв}} = 2 \sum_{i=1}^M \frac{\delta_{\text{н}i}}{12} \cdot p_i.$$

С другой стороны, $\delta_{ni} = \delta (du_{\text{вых}} / du_{\text{вх}})$ (9.47), а $\delta = 2U_{\text{огр}} / M$ – значение шага при равномерном квантовании. При достаточно большом M переходя от суммирования к интегрированию и подставив вместо $du_{\text{вых}} / du_{\text{вх}}$ его значение из (1.50), получим

$$P_{\text{кв}} = \frac{U_{\text{огр}}^2 \ln^2(1+\mu)}{3 \cdot M^2 \cdot \mu^2} \int_{-U_{\text{огр}}}^{U_{\text{жб}}} \left(1 + \mu \frac{|u_{\text{вх}}|}{U_{\text{огр}}}\right)^2 \cdot w(u_{\text{вх}}) du_{\text{вх}}.$$

Для упрощения выводов основных соотношений для оценки шумов квантования и защищенности от них для μ -закона компандирования произведем в последней формуле следующие замены:

$$\sigma_c = |u_{\text{вх}}| \text{ и } U_{\text{вх макс}} = U_{\text{огр}} = k\sigma_{c \text{ макс}}, P_c = \sigma_c^2 \text{ и } P_{\text{огр}} = k^2\sigma_{c \text{ макс}}^2$$

и, выполнив интегрирование, получим

$$P_{\text{кв}} = \frac{P_{\text{огр}} \ln^2(1+\mu)}{3M^2\mu^2} \left(1 + \mu \sqrt{\frac{P_c}{P_{\text{огр}}}}\right)^2.$$

В последнем выражении

$$\sqrt{\frac{P_c}{P_{\text{огр}}}} = \frac{\sigma_c}{k\sigma_{c \text{ макс}}}.$$

Подставив его в последнюю формулу и выполнив несложные преобразования, получим формулу для оценки защищенности от шумов квантования при неравномерном квантовании

$$A_{\text{квн}} = 10 \lg \frac{\sigma_c^2 \cdot 3 \cdot M^2 \cdot \mu^2}{k^2 \sigma_{c \text{ макс}}^2 \ln^2(1+\mu) \left(1 + \mu \frac{\sigma_c}{k\sigma_{c \text{ макс}}}\right)^2}.$$

Пусть $p_c = 20 \lg(\sigma_c / k\sigma_{c \text{ макс}})$ – относительный уровень напряжения, откуда $\sigma_c / k\sigma_{c \text{ макс}} = 10^{0,05 p_c}$, подставив это значение в выражение для $A_{\text{квн}}$, получим

$$A_{\text{квн}} = 20 \lg M + p_c - 20 \lg k + 4,8 + 20 \lg \mu - 20 \lg(1+\mu) - 20 \lg(1 + \mu 10^{0,05 p_c}). \quad (1.53)$$

При двоичном m -разрядном кодировании число шагов квантования равно $M = 2^m$. Подставив это значение в (1.53), получим защищенность

для двухполярного сигнала при неравномерном квантовании

$$A_{\text{квн}} = 6m + p_c - 20\lg k + 4,8 + 20\lg \mu - 20\lg(1+\mu) - 20\lg(1 + \mu 10^{0,05p_c}). \quad (1.54)$$

Сравнение (1.54) с (1.40), показывает, что первые четыре слагаемых представляют собой значение защищенности от шумов квантования при равномерном квантовании $A_{\text{кв}}$, а три последующих слагаемых

$$\Delta A_n = 20\lg \mu - 20\lg(1+\mu) - 20\lg(1 + \mu 10^{0,05p_c}) \quad (1.55)$$

представляют прирост защищенности при неравномерном квантовании, т.е. формулу (1.54) можно записать в таком виде

$$A_{\text{квн}} = A_{\text{кв}} + \Delta A_n. \quad (1.56)$$

Для слабых сигналов ($p_c \rightarrow -\infty$) можно считать, увеличение защищенности для неравномерного квантования по μ -закону компандирования равным

$$\Delta A_n = 20\lg \frac{\mu}{1+\mu}. \quad (1.57)$$

Зависимость защищенности от шумов квантования речевого сигнала ($k = 5$) от относительного уровня сигнала p_c при неравномерном квантовании для $m = 8$ (или $M = 128$) и $\mu = 255$, рассчитанная по формуле (1.54), приведена на рис. 1.20. Выбор коэффициента сжатия оказывает влияние на зависимость защищенности от уровня входного сигнала. Это наглядно видно из приведенных на рис. 1.20 характеристик защищенности от относительного уровня входного сигнала при восьмиразрядном кодировании.

Увеличение коэффициента сжатия повышает защищенность для слабых сигналов и ухудшает для сильных. Часто применяют компандирование с коэффициентом сжатия (компрессии) $\mu = 255$. В этом случае защи-

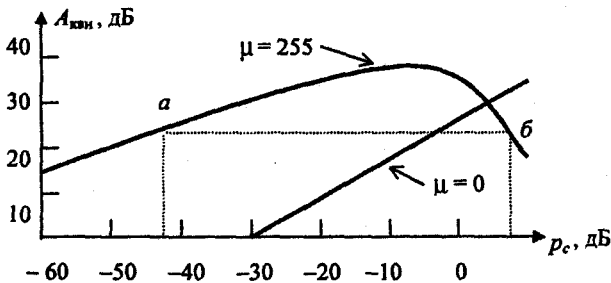


Рис. 1.20 Зависимость $A_{\text{квн}}(p_c)$ при неравномерном квантовании

ценность от шумов квантования составляет не менее 25...30 дБ в динамическом диапазоне входных сигналов более 40 дБ. Соответствующий участок характеристики защищенности отмечен на рис. 1.20 буквами *a* и *б*.

Возможен и другой закон компандирования, который получим из следующих рассуждений.

Решение дифференциального уравнения (1.49а) с учетом обозначений, использованных для получения формулы (1.52а), можно представить в виде $y = (\ln \mu x) / \ln \mu$. Если принять $\mu = eA$, где e основание натуральных логарифмов, то

$$y = \frac{\ln eAx}{\ln eA} = \frac{\ln e + \ln Ax}{\ln e + \ln A} = \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A}.$$

Так как эта функция действует только до определенной точки характеристики x_1 (рис. 1.21), после которой логарифмическая характеристика переходит в касательную прямую, проходящую через начало координат, то

$$Bx_1 = \frac{1 + \ln Ax_1}{1 + \ln A}. \quad (1.58)$$

В этой точке равны производные обеих функций, т.е.

$$B = \left. \frac{A/Ax}{1 + \ln A} \right|_{x=x_1} = \frac{1/x_1}{1 + \ln A}$$

или

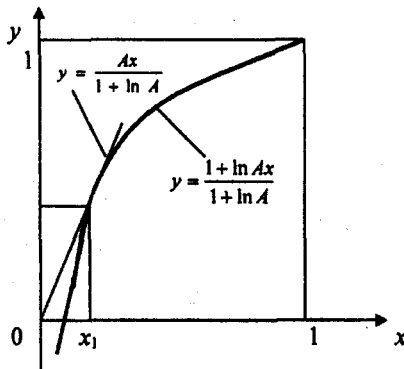


Рис. 1.21. А-закон компандирования

$$Bx_1 = \frac{1}{1 + \ln A}.$$

Приравняв последнее выражение к (1.58), получим $1 + \ln Ax_1$, что возможно, только если $x_1 = 1/A$. Отсюда $B = A / (1 + \ln A)$. Тогда можно записать

$$y = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A}, & \text{при } 0 \leq x \leq 1/A \\ \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A}, & \text{при } 1/A < x \leq 1. \end{cases} \quad (1.59)$$

Такой закон компандирования называют квазилогарифмическим с линейным касательным отрезком или A -законом компандирования. Здесь A – параметр компрессии, который обычно выбирается равным 87,6. Квантование по A -закону дает примерно такой же выигрыш, как и μ -закон при $\mu = A$, хотя из-за линейности в области слабых сигналов наблюдается некоторое снижение защищенности.

При компандировании по любому закону выигрыш в защищенности для слабых сигналов можно найти по формуле

$$\Delta A_n = 20 \lg \left. \frac{dx}{dy} \right|_{x \rightarrow 0} \quad (1.60)$$

и для компандирования по A -закону при $A = 87,6$

$$\Delta A_n = \frac{A}{1 + \ln A} = 24 \text{ дБ.}$$

Характеристика экспандирования для данного закона определяется как

$$y = \begin{cases} x[(1 + \ln A) / A \text{ при } x \leq 1 \leq 1/(1 + \ln A); \\ e^{x(1 + \ln A) - 1} / A \text{ при } 1/(1 + \ln A) \leq x \leq 1. \end{cases} \quad (1.60a)$$

В современных цифровых системах передачи на основе ИКМ-ВРК используют цифровые компандерные устройства, которые объединены и функционируют вместе с кодирующими-декодирующими устройствами, образуя единые функциональные блоки *аналого-цифровой преобразователь* (АЦП) на передаче и *цифро-аналоговый преобразователь* (ЦАП) на приеме. При этом в качестве функции компрессии $y = f(x)$ применяют характеристику виртуального компрессора, которая представляет собой аппроксимацию логарифмической характеристики ломаной линией.

1.3.3. Энергетический спектр шума квантования

Шум квантования, образующийся в результате дискретизации и квантования, представляет собой последовательность некоррелированных импульсов со случайной амплитудой, с детерминированным тактовым интервалом T_d , длительностью τ_n , дисперсией шума квантования $\sigma_{кв}^2 = P_{кв}$ и нулевым средним значением. Энергетический спектр такой последовательности определяется выражением

$$G_{кв}(\omega) = \frac{2\tau_n}{T_d} \cdot \sigma_{кв}^2 \frac{\sin^2(\omega\tau_n/2)}{(\omega\tau_n/2)^2}.$$

Напомним, что скважность последовательности импульсов шума квантования $T_d/\tau_n = q \gg 1$, а интервал дискретизации $T_d = 1/(2F_B)$, где F_B — наивысшая частота исходного сигнала. Учитывая это и переходя к текущей частоте в герцах, перепишем последнее выражение в виде

$$G_{кв}(f) = \frac{2P_{кв}}{q} \cdot \frac{\sin^2\left(\frac{\pi f}{2qF_B}\right)}{\left(\frac{\pi f}{2qF_B}\right)^2}. \quad (1.61)$$

Форма энергетического спектра шума квантования показана на рис. 1.22. По мере уменьшения τ_n (увеличения скважности q) энергетический спектр шума квантования становится все более равномерным, и при $\tau_n \rightarrow 0$ шум квантования превращается в белый шум, имеющий постоянный

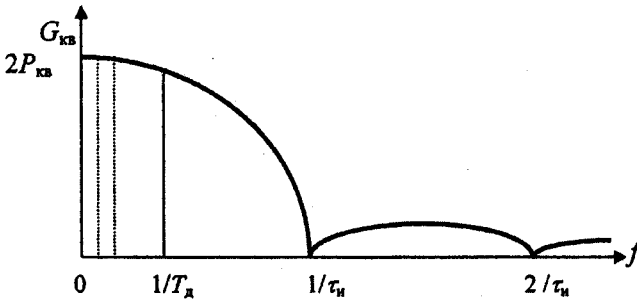


Рис. 1.22. Энергетический спектр шумов квантования

энергетический спектр в широкой полосе, значительно превышающей ширину спектра исходного сигнала.

Демодуляция АИМ сигнала в пункте приема осуществляется фильтром нижних частот, частоту среза которого (условно) можно взять равной $F_d / 2$. Поэтому при расчетах можно считать, что спектр шума квантования сосредоточен в области частот $0 \dots F_d / 2$ и имеет в пределах этого диапазона равномерную спектральную плотность

$$G_{\text{кв}}(f) = 2P_{\text{кв}} / F_d. \quad (1.62)$$

При использовании неравномерного квантования можно считать, что спектр шума квантования также является равномерным в полосе частот от 0 до $F_d / 2$, но зависит от амплитуды отсчета.

1.4. Кодирование квантовых сигналов

1.4.1. Основные понятия и определения.

Классификация кодов и их основные параметры

Квантованный АИМ-2 сигнал, в принципе, можно считать кодовым с основанием кода, равным числу M разрешенных уровней (уровней квантования) и с числом символов в кодовой группе, равным единице. Таким образом, квантованный сигнал является *многоуровневым*.

Многоуровневые сигналы весьма неудобны для передачи, так как приемник должен различать все разрешенные уровни. Кроме того, такие сигналы трудно восстановить (*регенерировать*), если они подверглись воздействию помех. Иными словами, многоуровневым сигналам в большой степени свойственны недостатки аналоговых сигналов. Поэтому в ЦСП обычно используются коды со сравнительно малым основанием, чаще всего *двоичные*. Процесс преобразования многоуровневого сигнала в код с низким основанием называется *кодированием*. Результатом кодирования является комбинация символов (посылок, цифр), представляющая в соответствующей системе счисления номер разрешенного уровня квантованного сигнала. В ЦСП с ИКМ-ВРК широкое применение нашла двоичная система счисления. Запись любого квантованного уровня с M разрешенными уровнями в двоичной системе счисления может быть представлена в виде

$$M = \sum_{i=1}^m a_{m-i} 2^{m-i}, \quad (1.63)$$

где m – число разрядов кода; a_i – разрядная цифра, принимающая значение 0 или 1. С помощью m -разрядного двоичного кода можно закодировать число уровней квантования, равное $M = 2^m$.

Поскольку выбор числа уровней квантования определяется допустимой величиной шага квантования, обычно приходится решать обратную задачу: определение минимально необходимого числа разрядов кода, который может быть использован для кодирования при заданном M . Очевидно, что для двоичного кода имеем

$$m = \text{ent}(\log_2 M), \quad (1.64)$$

здесь ent означает большее целое число от выражения в круглых скобках.

Общее число кодовых групп или кодовых комбинаций равно $M = 2^m$.

П р и м е р. Требуется определить необходимое число разрядов двоичного кода для кодирования числа 111 и записать его двоичным кодом.

Р е ш е н и е. Необходимое число разрядов согласно (1.64) будет равно: $m = \text{ent}(\log_2 111) = \text{ent}(6,79) = 7$. Запись числа 111 согласно (1.63) будет иметь вид

$$111 = \sum_{i=1}^7 a_{7-i} 2^{7-i} = 1 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0,$$

т.е. ему соответствует кодовая комбинация 1101111 со следующими значениями разрядных цифр: $a_6 = 1$, $a_5 = 1$, $a_4 = 0$, $a_3 = 1$, $a_2 = 1$, $a_1 = 1$, $a_0 = 1$. Набор величин $Q_{m-i} = 2^{m-i}$ можно рассматривать как ряд эталонных сигналов с определенным номером разряда. Для нашего примера $Q_6 = 64$, $Q_5 = 32$, $Q_4 = 16$, $Q_3 = 8$, $Q_2 = 4$, $Q_1 = 2$ и $Q_0 = 1$. Однозначная связь величины эталонного сигнала с номером разряда двоичного эквивалента разрешенного квантованного уровня позволяет ограничиться передачей только ряда величин a_i , составляющих кодовую комбинацию (или кодовую группу).

Множество используемых кодовых комбинаций, связанных единым законом построения, называется *кодом*. Простейшим кодом является код, в основе построения которого лежит отношение (1.63) и называется *натуральным двоичным кодом*.

Графически коды удобно изображать *кодowymi таблицами* или *кодowymi растрами*, характеризующими связь уровней квантования и соответствующих им кодовых комбинаций, представляя их по порядку уровней. Кодовые таблицы наиболее широко применяемых в ЦСП кодов приведены на рис. 1.23.

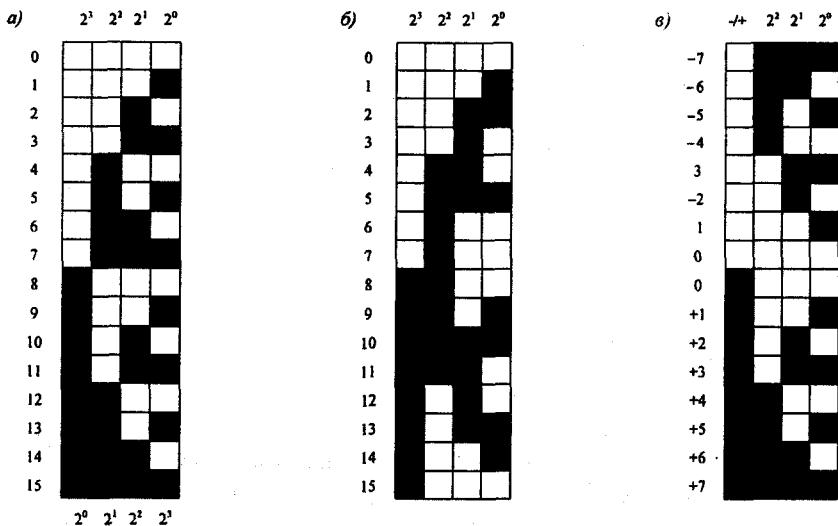


Рис. 1.23. Таблицы двоичных кодов:
 а – натурального; б – кода Грея; в – симметричного

На рис. 1.23,а показана кодовая таблица 4-разрядного натурального двоичного кода, при помощи которого можно осуществить передачу 16 уровней. Здесь затемненные участки кодовой таблицы представляют 1 (единицы или импульсы), а незатемненные – 0 (нули или пробелы). Нумерация уровней дана сверху вниз, вверху указан вес разрядов кода.

Перестановка порядка следования кодовых комбинаций на обратный дает простой *обратный код*, веса разрядов которого показаны внизу. Например, уровень $M = 11$ в натуральном коде представляется кодовой комбинацией вида 1011 (см. рис. 1.23,а), обратный код будет иметь вид 1101.

Замена всех импульсов в кодовой комбинации на пробелы (или единиц на нули, а нулей на единицы) приводит к *инверсному коду*. Так, например, для $M = 11$ кодовая комбинация в инверсном коде имеет вид 0100. Другим типом кода, применяемого в ЦСП, является *код Грея* (он же рефлексный или зеркальный). Его отличительной особенностью является то, что любые две соседние кодовые комбинации отличаются друг от друга лишь в одном разряде (рис. 1.23,б). Код Грея находит применение при кодировании групповых телефонных и широкополосных телевизионных сигналов, для которых различие символов в большом числе разрядов кодовых групп соседних уровней квантования нежелательно, так как в этих случаях ошибки кодирования и декодирования особенно опасны. Но код Грея не

так легко декодировать. Поэтому его обычно преобразуют в натуральный двоичный код, декодирование которого особых трудностей не представляет. Правило формирования кода Грея следующее: первые разряды определяют точно 2^i блоков смежных уровней, разделенных посредством $(2^i - 1)$ порогов, а i -й разряд обозначает переход от единицы к нулю или наоборот на всех порогах, которые еще не определены переходами предыдущих разрядов.

Преобразование кода Грея в натуральный двоичный код осуществляется следующим образом.

Если обозначить разряды двоичного натурального кода через $a_1 \dots a_n$, а разряды кода Грея через $b_1 \dots b_n$, то

$$a_1 = b_1; a_2 = a_1 \bar{b}_2 + \bar{a}_1 b_2 \equiv a_1 \oplus b_2.$$

Символ \oplus в правой части последнего выражения означает сложение по модулю 2, а эта операция тождественна логической функции исключительное ИЛИ, представленной в средней части последнего выражения. аналогичное правило распространяется на все последующие разряды, а именно:

$$a_i = a_{i-1} \oplus b_i, \quad 2 \leq i \leq n.$$

Сравнение таблиц натурального двоичного кода и кода Грея подсказывает довольно простое правило преобразования кода Грея в натуральный: в i -м разряде натурального кода формируется импульс или пробел в зависимости от того, нечетным или четным было число импульсов в предыдущих импульсных позициях комбинации кода Грея (включая i -ю позицию). Например, комбинация 1011001 кода Грея соответствует согласно этому правилу комбинация 1101110 натурального кода. Операция определения четности или нечетности числа импульсов может быть выполнена при помощи триггера.

Широкое применение при кодировании отсчетов нашли *симметричные коды* (рис. 1.23, в). При кодировании двухполярных квантованных отсчетов оказывается удобным использовать высший разряд натурального двоичного кода для обозначения полярности отсчета, например использовать 1 для кодирования положительного отсчета и 0 – для отрицательного отсчета, а остальные разряды для кодирования абсолютной величины. Кодовая таблица симметричного кода оказывается симметричной относительно своей середины. Из рис. 1.23, б ясно, что код Грея обладает свойством симметрии.

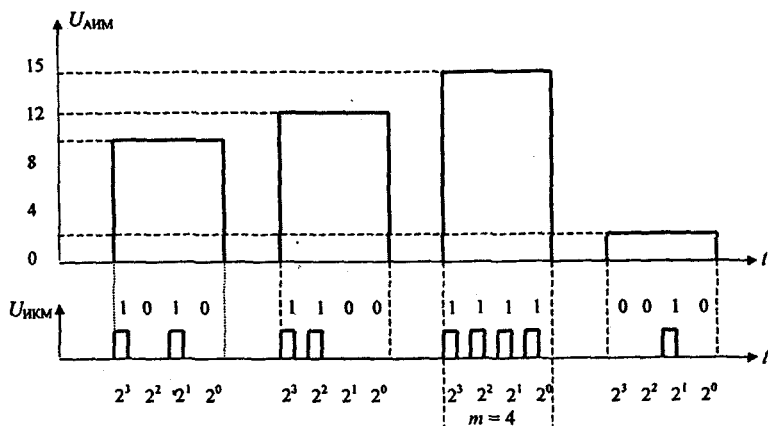


Рис. 1.24. Процесс кодирования отсчетов U_{AIM} в кодовые комбинации $U_{ИКМ}$

На рис. 1.24 приведены временные диаграммы, поясняющие процесс кодирования квантованного группового АИМ сигнала при использовании четырехразрядного натурального двоичного кода.

Амплитуды отсчетов, поступающие на вход кодирующего устройства (кодера), принимают значения в диапазоне $U_{AIM} = 0 \dots 15$ условных шагов квантования, а на выходе кодера формируется цифровой сигнал $U_{ИКМ}$, представляющий последовательность четырехразрядных кодовых комбинаций. Последовательность m -разрядных кодовых комбинаций на выходе кодера представляет собой групповой сигнал с импульсно-кодовой модуляцией, называемый *цифровым*.

Основными характеристиками кодов являются:

- *кодое расстояние*, под которым понимается число разрядов, в которых различаются кодовые комбинации между собой; например, расстояния между следующими друг за другом уровнями натурального двоичного кода (рис. 1.23,а), равны 1, 2, 1, 3, 1, 2, 1, 4 ... и так далее. Наибольшее расстояние между соседними уровнями в m -разрядном натуральном коде равно m и имеет место в середине кодовой таблицы. В коде с *единичным* расстоянием различие между двумя соседними кодовыми комбинациями равно единице и имеет место только в *одном разряде*. Таким является код Грея;

- *избыточность кода*, под которой понимается отношение максимально возможного числа кодовых комбинаций при данной разрядности кода к числу фактически используемых комбинаций. Код, в котором используется весь ансамбль комбинаций (рис. 1.23), является неизбыточным;

– *диспаритетность* кодовой комбинации, т.е. превышение числа единиц над числом нулей; так, комбинации 000110 и 100111 имеют диспаритетность – 2 и + 2, соответственно. Чем ниже диспаритетность, т.е. когда число единиц и нулей приблизительно равно, тем легче решить проблемы синхронизации по самим информационным сигналам;

– *возможность обнаружения ошибок*, т.е. по изменению структуры кодовой комбинации можно судить о наличии ошибок. Для кода с постоянной диспаритетностью при искажении одного из разрядов кодовой комбинации происходит изменение диспаритетности, что приводит к появлению на приеме кодовой комбинации, не входящей в ансамбль используемых кодовых комбинаций, что говорит о наличии ошибки. Если в 7-разрядной кодовой комбинации имеется 4 единицы и 3 нуля, то любая одиночная ошибка приводит к нечетному числу единиц. Поэтому, чтобы убедиться, произошла или нет подобная ошибка, необходимо определить нечетное или четное число принятых единиц. Этот метод носит название *проверки на четность*;

– *возможность исправления ошибок*, т.е. по изменению структуры кодовой комбинации и *кодového расстояния* между соответствующими кодовыми комбинациями не только обнаруживается ошибка, но и устраняется.

Кодирование может быть линейным и нелинейным. *Линейным* кодированием называется кодирование равномерно квантованного сигнала, а *нелинейным* – неравномерно квантованного сигнала. Кодирование может осуществляться как на уровне индивидуального квантованного АИМ сигнала, так и на уровне группового квантованного АИМ сигнала. В первом случае код является индивидуальным, а во втором – групповым. Но и в том и другом способах кодирования обязательно формируется групповой ИКМ сигнал, определенный на периоде дискретизации T_d , называемым *циклом*.

1.4.2. Нелинейное кодирование

Кодирование необходимо не только для преобразования формы представления информации, но и для согласования различных звеньев телекоммуникационных сетей. Развитие инфокоммуникационного сектора (цифровой коммутации, сетей нового поколения и др.) приводит к переоценке способов кодирования и неравномерного квантования и к появлению их новых модификаций. Требование получения наибольшей защищенности от шумов различного происхождения в заданном динамическом диапазоне сигналов, адаптации их разнообразия к передаче едиными цифровыми методами становятся в последнее время далеко не единственными. Необходимо учитывать, по крайней мере, следующие положения.

1. Ухудшение параметров каналов при стыковке кодирующих и декодирующих устройств (кодексов) с различными характеристиками компандирования при организации транзитных соединений и коммутации каналов.

2. Желательно, чтобы кодек узла коммутации с множеством расходящихся направлений передачи обладал свойством универсальности. Это значит, например, что одно и то же устройство должно обеспечивать передачу в разных направлениях с разными законами компандирования (μ -или А-законы компандирования с различными параметрами).

3. Законы компандирования должны позволять в случае необходимости осуществлять простейшими способами линеаризацию цифрового сигнала (т.е. приведение его к равномерной шкале квантования) с последующим выполнением таких операций, как ослабление и усиление сигнала, преобразование законов компандирования, трансформация кодов, разделение сложного (*агрегатного*) цифрового потока на его составляющие (*компонентные* цифровые потоки) с целью раздельной коммутации и распределения их по различным направлениям передачи и т.п.

4. С одной стороны, необходимо, чтобы характеристики кодека обеспечивали наилучшим образом передачу различного вида сообщений (телефонных, вещания, телевизионных, данных и т.п.), а с другой стороны – необходима универсализация возможностей кодека по крупным группам различных видов сообщений, составляющих основной объем трафика.

5. Характеристики компандерных устройств различных цифровых систем передачи с импульсно-кодовой модуляцией и временным разделением каналов (ЦСП с ИКМ-ВРК) должны быть хорошо воспроизводимыми (т.е. разброс их параметров при серийном производстве должен быть минимальным) и стабильными во времени.

Необходимость решения указанных задач привела к идее цифрового компандирования, которая заключается в следующем. Сигналы различных видов сообщений, поступающие на вход системы передачи и разделенные во времени, подвергаются аналого-цифровому преобразованию при помощи общего кодера с равномерной шкалой квантования с шагом квантования δ_0 , обеспечивающим допустимую защищенность от шумов квантования в пределах $-U_{отр}$ до $+U_{отр}$.

Далее осуществляется процесс цифрового компандирования (преобразования кода одной разрядности в код другой, меньшей, разрядности) по определенному закону.

Широкое применение в технике ЦСП с ИКМ-ВРК нашли нелинейные *сегментные* кодеки с цифровым компандированием эталонов по законам А-87,6/13 и μ -255/15. Исторически первым был разработан и нашел применение μ -закон компандирования.

Кодирование по μ -закону компрессирования. Характеристика компрессирования по μ -закону имеет особое свойство, которое заключается в возможности хорошей ее аппроксимации ломаной линией, состоящей из восьми прямолинейных отрезков, называемых *сегментами*. Более того, **тангенс** угла наклона прямой в каждом из последующих сегментов точно равен половине тангенса угла наклона прямой в предыдущем сегменте.

Параметр μ связан с числом сегментов соотношением $\mu = (2^{N_c} - 1)$. Обычно ограничиваются числом сегментов $N_c = 8$, для которого $\mu = 255$.

Первые четыре сегмента аппроксимации кривой с $\mu = 255$ представлены на рис. 1.25.

Особенность такой аппроксимации состоит в том, что в каждом сегменте шаги квантования одинаковы и их число равно 32. В первом сегменте шаг квантования равен $\delta_1 = \delta_0$, т.е. шагу при равномерном квантовании, во втором сегменте $\delta_2 = 2\delta_1 = 2\delta_0$, в третьем сегменте $\delta_3 = 2\delta_2 = 4\delta_0$ и т.д. Благодаря этому свойству кодовая комбинация, отображающая компрессированный сигнал, может быть легко преобразована (экспандирована) в линейную форму. Аналогично и линейная форма легко преобразуется в компрессированную.

На этапе линейного квантования и кодирования используется линейный кодек с относительно большим числом разрядов, чтобы перекрыть весь динамический диапазон. При компрессировании больших значений отсчетов наименее значащие разряды отбрасываются. Как показано на рис. 1.25, каждый сегмент линейно-ломаной аппроксимации делится на шаги квантования равного размера.

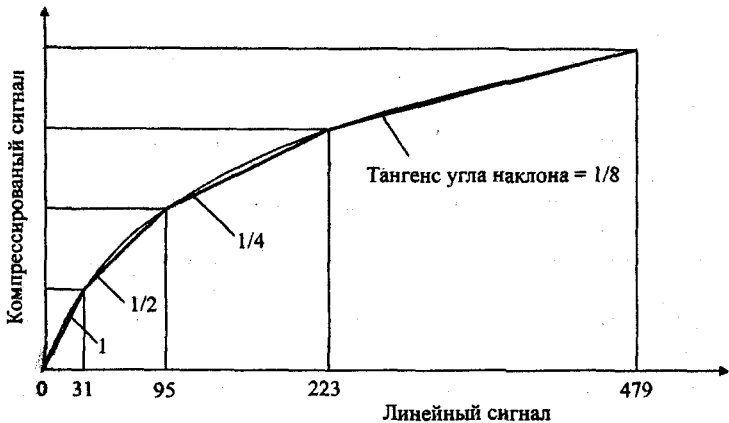


Рис. 1.25. Сегментная аппроксимация кривой компрессирования при $\mu = 255$

Для восьмиразрядных кодовых комбинаций число шагов квантования, приходящихся на сегмент, составляет 16, т.е. шаг квантования в первом сегменте равен $\delta_1 = 2\delta_0$, во втором сегменте $\delta_2 = 2\delta_1$, в третьем сегменте – $\delta_3 = 2\delta_2 = 4\delta_1$ и т.д., в восьмом сегменте $\delta_8 = 2\delta_7 = 64\delta_1$. Таким образом, восьмиразрядная кодовая комбинация, отображающая характеристику с $\mu = 255$, состоит из одного разряда полярности отсчета, трех разрядов, указывающих номер сегмента, и четырех разрядов, указывающих номер шага квантования внутри сегмента. В табл. 1.2 указаны конечные точки сегментов, шаги квантования в сегменте и соответствующие коды сегментов и шагов квантования. В этой таблице представлено кодирование только абсолютных величин сигнала. Разряд полярности выражается нулем для положительных сигналов и единицей – для отрицательных. Для передачи все разряды инвертируются.

Аппроксимацию кривой компандирования для $\mu = 255$ отрезками прямых линий иногда называют 15-сегментной аппроксимацией и обозначают μ -255 / 15. Хотя здесь имеются восемь сегментов для положительных и восемь сегментов для отрицательных сигналов, два сегмента, ближайшие к началу координат, образуют одну прямую и, следовательно, могут рассматриваться как один сегмент. Для представления ИКМ сигнала при компандировании по закону $\mu = 255$ используется следующий формат (структура) кодовой комбинации: один разряд отображает полярность отсчета P , три разряда – код сегмента XYZ и четыре разряда – код шага квантования в соответствующем сегменте $ABCD$, рис. 1.26.



Рис. 1.26. Структура кодовой комбинации при сегментном кодировании

Таблица 1.2

Диапазон входных амплитуд	Размер шага	Код сегмента	Код шага квантования	Номер кодовой комбинации	Амплитуда на выходе декодера
0...1	δ_0		0000	0	0
1...3			0001	1	2
3...5	2	000	0010	2	4
29...31			1111	15	30

Диапазон входных амплитуд	Размер шага	Код сегмента	Код шага квантования	Номер кодовой комбинации	Амплитуда на выходе декодера
31...35 91...95	4	001	0000 1111	16 31	33 93
95...103 215...223	8	010	0000 1111	32 47	99 219
223...239 463...479	16	011	0000 1111	48 63	231 471
479...511 959...991	32	100	0000 1111	64 79	495 975
991...1055 1951...2015	64	101	0000 1111	80 95	1023 1983
2015...2143 3935...4063	128	110	0000 1111	96 111	2079 3999
4063...4319 7903...8153	256	111	0000 1111	112 127	4191 8031

Алгоритм прямого кодирования. Первый этап: осуществление равномерного квантования с шагом δ_0 в результате получаем отсчет $M\delta_0$.

Второй этап: определение полярности отсчета или значения разряда P . Если $M\delta_0 > 0$, то $P = 1$ и если $M\delta_0 < 0$, то $P = 0$.

Третий этап. Определение кода сегмента, т.е. разрядов XYZ . Как следует из табл.9.2, каждый сегмент имеет нижнюю и верхнюю границы: 0...31 – для первого сегмента; 31...95 – для второго сегмента, 95...223 – для третьего, 223...479 – для четвертого, 479...991 – для пятого; 991...2015 – для шестого; 2015...4063 – для седьмого и 4063...8159 – для восьмого. Для каждого сегмента определена своя кодовая комбинация (табл. 1.2). По нижней и верхней границе определяют сегмент и соответствующую кодовую комбинацию XYZ .

Четвертый этап. Определение кода соответствующего уровня квантования $ABCD$. Номер шага квантования, его величина также представлены в табл. 1.3.

Пример. Определить структуру кодовой комбинации, представляющую цифровой сигнал, который отображает синусоиду с частотой 1 кГц и мощностью, равной половине от максимальной. Частоту дискретизации принять равной 8 кГц.

Таблица 1.3

Кодовые комбинации <i>i</i> -го сегмента и соответствующие ему границы шагов квантования для кодовых комбинаций								Кодовая комбинация и номер шага квантования	
000	001	010	011	100	101	110	111		
0	31	95	223	479	991	2015	4063		
1	35	103	239	511	1055	2143	4319	0000	0
3	39	111	255	543	1119	2271	4575	0001	1
5	43	119	271	575	1183	2399	4831	0010	2
7	47	127	287	607	1247	2527	5087	0011	3
9	51	135	303	639	1311	2656	5343	0100	4
11	55	143	319	671	1375	2783	5599	0101	5
13	59	151	335	703	1439	2911	5855	0110	6
15	63	159	351	735	1503	3039	6111	0111	7
17	67	167	367	767	1567	3167	6367	1000	8
19	71	175	383	799	1631	3295	6623	1001	9
21	75	183	399	831	1695	3423	6879	1010	10
23	79	191	415	863	1759	3551	7135	1011	11
25	83	199	431	895	1823	3679	7391	1100	12
27	87	207	447	927	1887	3807	7647	1101	13
29	91	215	463	959	1951	3935	7903	1110	14
31	95	223	479	991	2015	4063	8159	1111	15

Решение. Для данной частоты дискретизации сигнал с частотой 1 кГц может периодически повторяться последовательностью из восьми отсчетов. Для простоты расчетов положим, что первый отсчет соответствует $22,5^\circ$. Вследствие этого восемь отсчетов соответствуют $22,5^\circ$; $67,5^\circ$; $112,5^\circ$; $157,5^\circ$ (все отсчеты положительные); $202,5^\circ$; $247,5^\circ$; $292,5^\circ$ и $337,5^\circ$ (все отсчеты отрицательные). Для этих фаз требуется только два различных абсолютных значения отсчета, соответствующих $22,5^\circ$ и $67,5^\circ$. Амплитуды синусоиды с мощностью, равной половине от максимальной, составляют (табл. 1.2, самая нижняя строка) составляет $0,707 \cdot 8159 = 5768$. Таким образом, два абсолютных значения, содержащихся в последова-

тельности отсчетов, равны $5768 \cdot \sin 22,5^\circ = 2207$; $5768 \cdot \sin 67,5^\circ = 5329$ (берется целое число).

Используя табл. 1.3, находим кодовые комбинации для этих двух отсчетов, а с учетом полярности отсчетов они будут иметь вид табл. 1.4.

Таблица 1.4

Фазы дискретизации	Полярность P	Код сегмента XYZ	Код шага квантования $ABCD$
$22,5^\circ$	$+\rightarrow 1$	110	0001
$67,5^\circ$	$+\rightarrow 1$	111	0100
$112,5^\circ$	$+\rightarrow 1$	111	0100
$157,5^\circ$	$+\rightarrow 1$	110	0001
$202,5^\circ$	$-\rightarrow 0$	110	0001
$247,5^\circ$	$-\rightarrow 0$	111	0100
$292,5^\circ$	$-\rightarrow 0$	111	0100
$337,5^\circ$	$-\rightarrow 0$	110	0001

Алгоритм преобразования на основе линейного кодирования. Рассмотренный выше алгоритм компандирования по μ -закону реализуется использованием 13-разрядного кодера с равномерным квантованием, каскадно с которым включается цифровое логическое устройство, преобразующее 13-разрядный код в 8-разрядный и выполняющее функцию компрессирования.

Рассмотрим несколько иной алгоритм кодирования.

Первый этап кодирования полярности отсчета, т.е. определения символа P , примем аналогичным предыдущему алгоритму нелинейного кодирования.

Второй этап. Сместим 13-разрядный код путем добавления числа 33 к абсолютным значениям всех отсчетов. При таком смещении (см. табл. 1.2) диапазон кодирования смещается с $0 \dots 8159$ к $33 \dots 8192$.

Процесс добавления может быть осуществлен непосредственно к аналоговым отсчетам перед кодированием или с помощью цифровой логики после кодирования. В любом случае обобщенная форма всех смещенных комбинаций 13-разрядного и соответствующих кодовых комбинаций после компрессирования представлена в табл. 1.5.

Таблица 1.5

Кодовые комбинации 13-разрядного кода для входного сигнала со смещением	Кодовые комбинации в результате компрессирования
00000001wxyz	000wxyz
0000001wxyzab	001wxyz
000001wxyzabc	010wxyz
00001wxyzabcd	011wxyz
0001wxyzabcde	100wxyz
001wxyzabcdef	101wxyz
01wxyzabcdefg	110wxyz
1wxyzabcdefgh	111wxyz

Третий этап. Из табл. 1.5 видно, что во всех линейных кодовых комбинациях 13-разрядного кода имеется ведущая единица, которая связана с определением кода сегмента XYZ, а именно, код XYZ равен числу 7 (в двоичном 3-разрядном коде) минус число нулей (в двоичном 3-разрядном коде), стоящих перед единицей.

Четвертый этап. Код шага квантования в сегменте ABCD можно получить непосредственно как четыре разряда (w, x, y, z), следующих сразу же за ведущей единицей.

Таблица 1.6

Кодовые комбинации в результате компрессирования	Кодовые комбинации 13-разрядного кода для входного сигнала со смещением
000wxyz	00000001wxyz1
001wxyz	0000001wxyz10
010wxyz	000001wxyz100
011wxyz	00001wxyz1000
100wxyz	0001wxyz10000
101wxyz	001wxyz100000
110wxyz	01wxyz1000000
111wxyz	1wxyz10000000

В табл. 1.6. показано, как в обратном порядке получить кодовые комбинации 13-разрядного кода равномерного квантования со смещением их

кодовых комбинаций с компрессированием. Выходной сигнал без смещения получается вычитанием 33 из кодовых комбинаций со смещением.

Пример. Осуществить кодирование отсчета равного +242, по алгоритму преобразования на основе линейного кодирования.

Решение. *Первый этап.* Определение символа P . Так как отсчет положительный, то ему соответствует символ $P = 1$.

Второй этап. К числу 242 добавляем 33 и получаем абсолютное значение смещенного отсчета, равного 275. Двоичное представление числа 275 в 13-разрядном коде имеет вид 0000100010011.

Третий этап. Определение кода сегмента XYZ . Из табл. 1.5 следует, что *ведущей* единице соответствуют четыре нуля. Из числа 7, соответствующего *ведущей* единице, отнимаем число нулей и получаем число 3, которому в двоичном 3-разрядном коде соответствует комбинация 011. Это и есть код сегмента $X = 0, Y = 1, Z = 1$.

Четвертый этап. Коду шага квантования $ABCD$ в этом сегменте соответствуют символы $wxyz$ (четыре символа после *ведущей* единицы), т.е. 0001. Следовательно, кодовая комбинация имеет вид 10110001.

Декодирование осуществляется в следующем порядке. Первый символ $P = 1$ соответствует положительному отсчету +. Число нулей перед *ведущей* единицей должно равняться четырем. Потом следует комбинация $ABCD$ ($wxyz$). Далее, за символом D следует комбинация, состоящая из 1 и следующих за ней нулей, дополняющих кодовую комбинацию до 13-разрядной комбинации равномерного квантования (см. табл. 1.6). В результате на выходе нелинейного декодера формируется 13-разрядная кодовая комбинация вида 000010001000. Этой кодовой комбинации десятичное число 280, что соответствует несмещенному сигналу на выходе, равному +247. Разность между действительным и декодированным значением равна 5. Это и есть шум квантования. Шаг квантования в этом сегменте равен 16 (см. табл. 1.3). Величина шума квантования не превышает половины шага квантования.

Защищенность от шумов квантования для максимального синусоидального сигнала в первом сегменте (амплитуда равна $U_m=31$ и шаг квантования $\delta = 2$ условным единицам, см. табл. 1.3) при $\mu = 255$ можно определить по формуле $A_{кв} = 10\lg(P_c / P_{кв}) = 10\lg[(U_m/2) / (\delta^2/12)] = 7,8 + 20\lg(U_m/\delta)$. Подставив в нее значения U_m и δ , получим

$$A_{кв} = 7,8 + 20\lg(U_m/\delta) = 7,8 + 20\lg(31/2) = 31,6 \text{ дБ.}$$

Защищенность от шумов квантования для максимального синусоидального сигнала в восьмом сегменте (амплитуда равна $U_m=8159$ и шаг квантования $\delta = 256$ условным единицам, см. табл. 1.3) равна

$$A_{\text{кв}} = 7,8 + 20\lg(U_m / \delta) = 7,8 + 20\lg(8159 / 256) = 37,9 \text{ дБ.}$$

Динамический диапазон нелинейного кодера с сегментами $D_{\text{нк}}$ определяется как отношение мощности сигнала с низким уровнем, полностью охватывающим первый сегмент, к мощности сигнала с высоким уровнем, доходящим до границ рабочего диапазона ($U_{\text{отр}}$). Согласно табл. 1.3 динамический диапазон кодера при $\mu = 255$ равен

$$D_{\text{нк}} = 20\lg(8159/31) = 48,4 \text{ дБ.}$$

Следовательно, 8-разрядный нелинейный кодер при $\mu = 255$ дает теоретическую защищенность от шумов квантования более 30 дБ в динамическом диапазоне 48 дБ. Для получения эквивалентных характеристик при линейном квантовании и кодировании требуется 13 разрядов.

Кодирование по A -закону компандирования. Аналитические выражения для этого закона компандирования приведены выше (1.60 и 1.60а).

Первый участок характеристики A -закона компандирования линеен, а участок характеристики от ($1/A \leq x \leq 1$) может быть достаточно точно аппроксимирован линейными сегментами аналогично аппроксимации μ -закона. Параметр сжатия A связан с числом сегментов N_c соотношением

$$A/(1 + \ln A) = 2^{N_c - 1} / N_c.$$

Если $N_c = 8$ (как и для закона компандирования $\mu = 255$), то $A = 87,6$. A -закон нелинейного кодирования имеет восемь сегментов для положительного и восемь – для отрицательного отсчетов. Формально общее число сегментов равно 16, но четыре центральных сегмента (два положительных в первом квадранте и два отрицательных в третьем квадранте) фактически образуют один сегмент, и потому принято считать, что общее число сегментов равно 13, а параметр сжатия $A = 87,6$. Первые четыре сегмента аппроксимации по закону $A = 87,6 / 13$ представлены на рис. 1.27.

В табл. 1.7 приведены границы сегментов, диапазон амплитуд входных сигналов, размер шага квантования (δ_0 – величина шага квантования центрального сегмента), коды сегментов, коды шагов квантования в сегментах, номера кодовых комбинаций и амплитуды отсчетов на выходе декодеров. Для целочисленного представления эти величины даны исходя из максимальной амплитуды сигнала, равной 2048 условным единицам.

Алгоритмы компандирования для кодовых комбинаций с линейно-ломаной характеристикой по A -закону используют те же самые процедуры, что и для кодовых комбинаций при компрессировании по μ -закону. Одно из отличий состоит в устранении смещения в коде равномерного квантования при преобразовании к кодовым комбинациям неравномерного квантования

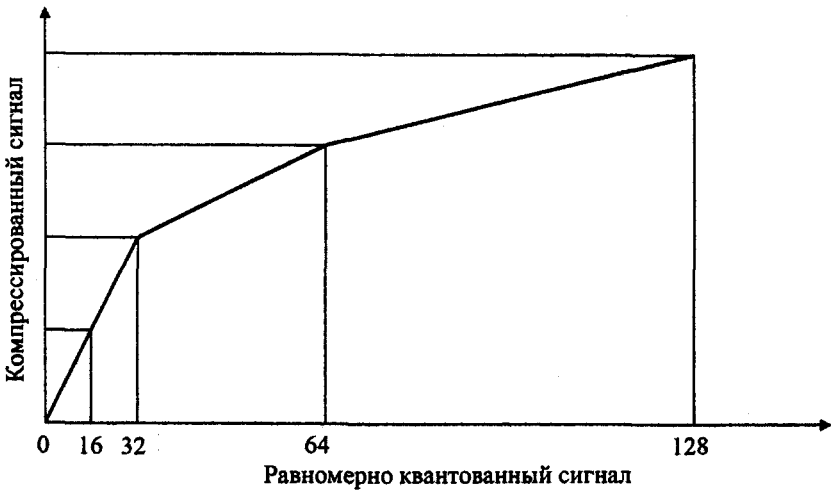


Рис. 1.27. Сегментная аппроксимация кривой компрессирования при $A-87,6/13$

и обратно. Структура кодовой комбинации для закона $A-87,6/13$ аналогична кодовой комбинации μ -закона компрессирования (рис. 1.26).

Алгоритм прямого кодирования. Первый этап. Определение полярности отсчета: если отсчет положительный, то $P = 1$, если отрицательный, то $P = 0$.

Второй этап. Определение кодовой комбинации сегмента. Каждый сегмент имеет нижнюю и верхнюю границы сегмента (табл. 1.7 первый столбец). Если амплитуда отсчета лежит в интервале амплитуд соответствующего сегмента, то и берется соответствующая ему комбинация XYZ .

Третий этап. Определение кодовой комбинации отсчета шага квантования. В пределах каждого сегмента имеется ряд эталонов напряжения (табл. 1.8), набором которых уравнивается отсчет. Участие того или иного эталона отмечается 0 или 1 символов $ABCD$.

Пример. На вход нелинейного кодера поступает отсчет равномерно квантования равный $U_{отс} \approx +1264\delta_0$. Определить структуру кодовой комбинации при нелинейном кодировании по закону $A-87,6/13$.

Решение. Первый этап. Так как отсчет положительный, то символ $P = 1$.

Второй этап. Определение кода сегмента. Из табл. 1.7 следует, что отсчет с амплитудой $1264\delta_0$ попадает в восьмой сегмент с диапазоном входных амплитуд $1024\delta_0 \dots 2048\delta_0$ и, следовательно, код этого сегмента

имеет вид 111. Это же очевидно и из рассмотрения табл. 1.8.

Таблица 1.7

Диапазон входных амплитуд	Размер шага	Код сегмента XYZ	Код шага квантования ABCD	Номер кодовой комбинации	Амплитуда на выходе декодера
0...16	δ_0	000	0000	0	0
			1111	15	15
16...32	δ_0	001	0000	16	16
			1111	31	31
32...64	$2\delta_0$	010	0000	32	32
			1111	63	63
64...128	$4\delta_0$	011	0000	64	64
			1111	127	127
128...256	$8\delta_0$	100	0000	128	128
			1111	255	255
256...512	$16\delta_0$	101	0000	256	256
			1111	511	511
512...1024	$32\delta_0$	110	0000	512	512
			1111	1023	1023
1024...2048	$64\delta_0$	111	0000	1024	1024
			1111	2048	2048

Определение структуры кодовой комбинации ABCD отсчета в соответствующем сегменте заключается в следующем.

Третий этап. Для определения символа A образуется сумма $U_{c1} = U_{нг} + U_{эт4}$, где $U_{нг}$ – нижняя граница сегмента, $U_{эт4}$ – высший эталон напряжения сегмента, табл. 1.8. Если $U_{c1} < U_{отс}$, то $A = 1$, если $U_{c1} > U_{отс}$, то $A = 0$. Для нашего примера $U_{нг} = 1024\delta_0$ и $U_{эт4} = 512\delta_0$, $U_{c1} = U_{нг} + U_{эт4} = 1024\delta_0 + 512\delta_0 = 1536\delta_0$. Так как $U_{c1} > U_{отс}$, то $A = 0$.

Четвертый этап. Для определения символа B образуется сумма $U_{c2} = U_{нг} + AU_{эт4} + U_{эт3}$ и, если $U_{c2} < U_{отс}$, то $B = 1$, если $U_{c2} > U_{отс}$, то $B = 0$. Для нашего примера имеем: $U_{нг} = 1024\delta_0$, $A = 0$ и $U_{эт3} = 256\delta_0$, $U_{c2} = U_{нг} + AU_{эт4} +$

+ $U_{\text{эт}3} = 1024\delta_0 + 0.512\delta_0 + 256\delta_0 = 1280\delta_0$. Так как $U_{c2} > U_{\text{отс}}$, то $B = 0$.

Пятый этап. Для определения символа C образуется сумма вида $U_{c3} = U_{\text{нг}} + AU_{\text{эт}4} + BU_{\text{эт}3} + U_{\text{эт}2}$ и, если $U_{c3} < U_{\text{отс}}$, то $C = 1$, если $U_{c3} > U_{\text{отс}}$, то $C = 0$. Для нашего примера имеем: $U_{\text{нг}} = 1024\delta_0$, $A = 0$, $B = 0$ и $U_{\text{эт}2} = 128\delta_0$, $U_{c3} = U_{\text{нг}} + AU_{\text{эт}4} + BU_{\text{эт}3} + U_{\text{эт}2} = 1024\delta_0 + 0.512\delta_0 + 0.256\delta_0 + 128\delta_0 = 1152\delta_0$. Так как $U_{c2} < U_{\text{отс}}$, то $C = 1$.

Шестой этап. Для определения символа D образуется сумма $U_{c4} = U_{\text{нг}} + AU_{\text{эт}4} + BU_{\text{эт}3} + CU_{\text{эт}2} + U_{\text{эт}1}$ и, если $U_{c4} < U_{\text{отс}}$, то $D = 1$, если $U_{c4} > U_{\text{отс}}$, то $D = 0$. Для нашего примера имеем: $U_{\text{нг}} = 1024\delta_0$, $A=0$, $B=0$, $C=1$ и $U_{\text{эт}1} = 64\delta_0$, $U_{c4} = U_{\text{нг}} + AU_{\text{эт}4} + BU_{\text{эт}3} + CU_{\text{эт}2} + U_{\text{эт}1} = 1024\delta_0 + 0.512\delta_0 + 0.256\delta_0 + 1 \cdot 128\delta_0 + 64\delta_0 = 1216\delta_0$. Так как $U_{c4} < U_{\text{отс}}$, то $D = 1$.

Следовательно, сумма $U_{c4} = U_{\text{нг}} + AU_{\text{эт}4} + BU_{\text{эт}3} + CU_{\text{эт}2} + DU_{\text{эт}4} = 1024\delta_0 + 0.512\delta_0 + 0.256\delta_0 + 1 \cdot 128\delta_0 + 1 \cdot 64\delta_0 = 1216\delta_0$.

Седьмой этап. Оценка шума квантования. Разность вида $U_{\text{кв}} = U_{\text{отс}} - U_{c4} = 1264\delta_0 - 1216\delta_0 = 48\delta_0$ представляет ошибку квантования, которая превышает половину шага квантования восьмого сегмента $\delta_8 = 64\delta_0$, что при равномерном квантовании невозможно. Поэтому на этом этапе проводится *коррекция*, заключающаяся в том, что для результирующей кодовой комбинации берется комбинация вида $ABCD \rightarrow 0100$, которой соответствует сумма $U_{\text{ср}} = U_{\text{нг}} + AU_{\text{эт}4} + BU_{\text{эт}3} + CU_{\text{эт}2} + DU_{\text{эт}1} = 1024 + 0.512\delta_0 + 1 \cdot 256\delta_0 + 0.128\delta_0 + 0.64\delta_0 = 1280\delta_0$. Разность вида $U_{\text{кв}} = U_{\text{отс}} - U_{\text{ср}} = 1264\delta_0 - 1280\delta_0 = -16\delta_0$ представляет ошибку квантования, которая по абсолютной величине не превышает половины шага квантования восьмого сегмента $\delta_8 = 64\delta_0$.

Следовательно, кодовая комбинация для заданного шага квантования в восьмом сегменте после коррекции имеет вид $ABCD \rightarrow 0100$. А заданному отсчету соответствует кодовая комбинация $PXYZABCD \rightarrow 11110100$.

Таблица 1.8

Но- мер сег- мента	Структура кодовой комбина- ции сег- мента	Нижняя граница сегмен- та	Эталонные напряжения при кодировании в пределах сегмента			
			$U_{\text{эт}1}$	$U_{\text{эт}2}$	$U_{\text{эт}3}$	$U_{\text{эт}3}$
0	P000ABCD	0	δ_0	2δ	$4\delta_0$	$8\delta_0$
1	P001ABCD	$16\delta_0$	δ_0	$2\delta_0$	$4\delta_0$	$8\delta_0$
2	P010ABCD	$32\delta_0$	$2\delta_0$	$4\delta_0$	$8\delta_0$	$16\delta_0$
3	P011ABCD	$64\delta_0$	$4\delta_0$	$8\delta_0$	$16\delta_0$	$32\delta_0$
4	P100ABCD	$128\delta_0$	$8\delta_0$	$16\delta_0$	$32\delta_0$	$64\delta_0$

Построение цифровых систем передачи

Но- мер сег- мента	Структура кодовой комбина- ции сег- мента	Нижняя граница сегмен- та	Эталонные напряжения при кодировании в пределах сегмента			
			$U_{эт1}$	$U_{эт2}$	$U_{эт3}$	$U_{эт3}$
5	P101ABCD	256 δ_0	16 δ_0	32 δ_0	64 δ_0	128 δ_0
6	P110ABCD	512 δ_0	32 δ_0	64 δ_0	128 δ_0	256 δ_0
7	P111ABCD	1024 δ_0	64 δ_0	128 δ_0	256 δ_0	512 δ_0

Граф рассмотренного алгоритма нелинейного кодирования представлен на рис. 1.28.

П р и м е р. На вход нелинейного кодера поступает отсчет равномерного квантования равный $U_{отс} = -764$. Определить структуру кодовой комбинации при нелинейном кодировании по закону А-87,6/13.

Определяем символ полярности. Так как $U_{отс} < 0$, то $P = 0$. Далее начинается определение символов кода сегмента XYZ следующим образом.

П е р в ы й ш а г. Если абсолютная величина $|U_{отс}| \geq 128\delta_0$, то берется $X = 1$, если $|U_{отс}| < 128\delta_0$, то берется $X = 0$. Для нашего примера $|U_{отс}| \geq 128\delta_0$, следовательно $X = 1$.

Границы сегментов	Шаги кодирования номера сегмента			Номер сегмента	Код сегмента XYZ	Размер сегмента Δ_i	Шаг квантова- ния, δ_i
	2	3	4				
2048							
1024			$z = 1$	7	111	1024 δ_0	64 δ_0
512		$y = 1$	$z = 0$	6	110	512 δ_0	32 δ_0
256		$y = 0$	$z = 1$	5	101	256 δ_0	16 δ_0
128	$x = 1$		$z = 0$	4	100	128 δ_0	8 δ_0
64	$x = 0$		$z = 1$	3	011	64 δ_0	4 δ_0
32		$y = 1$	$z = 0$	2	010	32 δ_0	2 δ_0
16		$y = 0$	$z = 1$	1	001	16 δ_0	δ_0
0			$z = 0$	0	000	16 δ_0	δ_0

Рис. 1.28. Алгоритм кодирования при сегментной аппроксимации характеристики компрессирования по закону А-87,9/13

В т о р о й ш а г. Если абсолютная величина $|U_{отс}| \geq 512\delta_0$, то берется $Y = 1$, если $|U_{отс}| < 512\delta_0$, берется $Y = 0$. Для нашего примера $|U_{отс}| \geq 512\delta_0$, следовательно $Y = 1$.

Т р е т ь и й ш а г. Если абсолютная величина $|U_{отс}| \geq 1024\delta_0$, то берется $Z = 1$, если $|U_{отс}| < 1024\delta_0$, то берется $Z = 0$. Для нашего примера $|U_{отс}| < 1024\delta_0$, следовательно $Z = 0$. Код сегмента имеет вид 110, что соответствует шестому сегменту с границами от $512\delta_0$ до $1024\delta_0$. Алгоритм нахождения кода шага квантования в этом сегменте изложен выше. Повторим его для рассматриваемого примера.

Ч е т в е р т ы й ш а г. Образует сумму вида $U_{c1} = U_{нг} + U_{шт4}$. Для шестого сегмента $U_{нг} = 512\delta_0$ и $U_{шт4} = 256\delta_0$ (табл. 1.8) и, следовательно, $U_{c1} = U_{нг} + U_{шт4} = 512\delta_0 + 256\delta_0 = 768\delta_0$. Если $U_{c1} < U_{отс}$, то $A = 1$, если $U_{c1} > U_{отс}$, то $A = 0$. Так как $U_{c1} > U_{отс}$, то $A = 0$.

П я т ы й ш а г. Для определения символа B образуется сумма $U_{c2} = U_{нг} + AU_{шт4} + U_{шт3}$ и, если $U_{c2} < U_{отс}$, то $B = 1$, если $U_{c2} > U_{отс}$, то $B = 0$. Для нашего примера имеем (см. табл. 1.8): $U_{нг} = 512\delta_0$, $A=0$ и $U_{шт3} = 128\delta_0$, $U_{c2} = U_{нг} + AU_{шт4} + U_{шт3} = 512\delta_0 + 0 \cdot 256\delta_0 + 128\delta_0 = 640\delta_0$. Так как $U_{c2} < U_{отс}$, то $B = 1$.

Ш е с т о й ш а г. Для определения символа C образуется сумма $U_{c3} = U_{нг} + AU_{шт4} + BU_{шт3} + U_{шт2}$ и, если $U_{c3} < U_{отс}$, то $C = 1$, если $U_{c3} > U_{отс}$, то $C = 0$. Для нашего примера (табл. 1.8) имеем: $U_{нг} = 512\delta_0$, $A=0$, $B=1$, $U_{шт4} = 256\delta_0$, $U_{шт3} = 128\delta_0$, $U_{шт2} = 64\delta_0$ и $U_{c3} = U_{нг} + AU_{шт4} + BU_{шт3} + U_{шт2} = 512\delta_0 + 0 \cdot 256\delta_0 + 1 \cdot 128\delta_0 + 64\delta_0 = 704\delta_0$. Так как $U_{c3} < U_{отс}$, то $C = 1$.

С е д ь м о й ш а г. Для определения символа D образуется сумма $U_{c4} = U_{нг} + AU_{шт4} + BU_{шт3} + CU_{шт2} + U_{шт1}$ и, если $U_{c4} < U_{отс}$, то $D = 1$, если $U_{c4} > U_{отс}$, то $D = 0$. После подстановки в формулу для U_{c4} значений величин, в нее входящих (табл. 1.8), получим $U_{c4} = 736\delta_0$, т.е. $D = 1$.

В о с ь м о й ш а г. Оценка шума квантования. Разность вида $U_{кв} = U_{отс} - U_{c4} = 764\delta_0 - 736\delta_0 = 28\delta_0$ представляет шум квантования, который не превышает половины шага квантования седьмого сегмента $\delta_7 = 64\delta_0$. Коррекции не требуется. Следовательно, кодовая комбинация шага квантования имеет вид $ABCD \rightarrow 0111$, а заданному отсчету соответствует кодовая комбинация $PXYZABCD \rightarrow 01100111$.

Алгоритм преобразования на основе цифрового компандирования. При этом способе осуществляется равномерное квантование и линейное кодирование с большим числом разрядов (например, $m = 12$), обеспечивающих выполнение требований по защищенности слабых сигналов от шумов квантования, с последующим цифровым преобразованием (цифровым компандированием) в 8-разрядный нелинейный код, имеющий ту же структуру, что и при использовании выше рассмотренного

способа кодирования. 12-разрядная кодовая комбинация при равномерном квантовании и линейном кодировании имеет следующую структуру

$$Pa_{10} a_9 a_8 a_7 a_6 a_5 a_4 a_3 a_2 a_1 a_0,$$

где символ P означает полярность, а символы $a_{10} \dots a_0$ (равные 1 или 0) означают символы соответствующих разрядов. Кодовая комбинация для шагов квантования первого сегмента, лежащих в диапазоне от 0, δ_0 , $2\delta_0$ и т.д. до $15\delta_0$. имеет вид $a_3 = A$, $a_2 = B$, $a_1 = C$ и $a_0 = D$. Символы $a_{10} = a_9 = a_8 = a_7 = a_6 = a_5 = a_4 = 0$. Следовательно, 12-разрядная кодовая комбинация для нулевого сегмента имеет вид $P0000000ABCD$.

Для первого сегмента общее число шагов квантования будет в 2 раза больше, чем для нулевого сегмента и это отражается тем, что коэффициент $a_4 = 1$, коэффициенты $a_{10} = a_9 = a_8 = a_7 = a_6 = a_5 = 0$ и коэффициенты $a_3 = A$, $a_2 = B$, $a_1 = C$ и $a_0 = D$. 12-разрядная кодовая комбинация для первого сегмента имеет вид $P0000001ABCD$.

Для второго сегмента общее число шагов квантования будет в 2 раза больше, чем для первого сегмента, и это отражается тем, что коэффициент $a_6 = 1$, коэффициенты $a_{10} = a_9 = a_8 = a_7 = a_6 = 0$ и коэффициенты $a_4 = A$, $a_3 = B$, $a_2 = C$ и $a_1 = D$, а $a_0 = x$. 12-разрядная кодовая комбинация для второго сегмента имеет вид $P000001ABCDx$.

Для третьего сегмента общее число шагов квантования будет в 2 раза больше, чем для второго сегмента, и это отражается тем, что коэффициент $a_8 = 1$, коэффициенты $a_{10} = a_9 = a_8 = a_7 = 0$ и коэффициенты $a_5 = A$, $a_4 = B$, $a_3 = C$ и $a_2 = D$ и $a_1 = a_0 = x$. 12-разрядная кодовая комбинация для третьего сегмента имеет вид $P00001ABCDxx$.

Формирование кодовых комбинаций для остальных сегментов аналогично. Результаты формирования кодовых комбинаций для 12-разрядного кода при равномерном квантовании приведены в табл. 1.9.

Преобразование 12-разрядного кода равномерного квантования в 8-разрядные комбинации нелинейного кода показано в табл. 1.9.

Алгоритм преобразования следующий. Первый разряд (P) остается без изменений и несет информацию о полярности отсчета (если отсчет положительный, то $P = 1$, если отсчет отрицательный, то $P = 0$). Символы XYZ формируются путем вычитания из числа 7 числа нулей N_0 до первого значащего символа 12-разрядного кода (до символа A нулевого сегмента и до значащей 1 остальных сегментов) и запись результатов вычитания $7 - N_0$ двоичным 3-разрядным кодом. Так, для первого сегмента имеем: число нулей до символа A равно 7 и, следовательно, разность $7 - N_0 = 7 - 7 = 0$. В двоичном 3-разрядном коде эта разность имеет вид 000. Это и есть код нулевого сегмента $XYZ \rightarrow 000$. Таким образом, 12-разрядная кодовая ком-

бинация нулевого сегмента вида $P0000000ABCD$ преобразуется в 8-разрядную вида $P000ABCD$. Для седьмого сегмента $N_0 = 0$, разность $7 - N_0 = 7 - 0 = 7$. В двоичном 3-разрядном коде эта разность имеет вид 111. Это и есть код седьмого сегмента $XYZ \rightarrow 111$.

Результаты преобразования кодов приведены в табл. 1.9.

Таблица 1.9

Номер сегмента	Код	
	12-разрядный равномерного квантования	8-разрядный неравномерного квантования
0	$P0000000ABCD$	$P000ABCD$
1	$P0000001ABCD$	$P001ABCD$
2	$P000001ABCDx$	$P010ABCD$
3	$P00001ABCDxx$	$P011ABCD$
4	$P0001ABCDxxx$	$P100ABCD$
5	$P001ABCDxxxx$	$P101ABCD$
6	$P01ABCDxxxxx$	$P110ABCD$
7	$P1ABCDxxxxxx$	$P111ABCD$

Нелинейное декодирование осуществляется аналогично декодированию при равномерном квантовании, но с учетом величины шага квантования и эталонов напряжений каждого сегмента.

Пример. На вход нелинейного декодера поступает кодовая комбинация вида 01010101. Определить значение отсчета на выходе нелинейного декодера.

Решение. Для этой комбинации символ $P = 0$. Следовательно, отсчет отрицательный $-$. Коду сегмента XYZ соответствует комбинация вида 101. Это пятый сегмент, параметры которого приведены в табл. 1.8, из которой следует, что его нижняя граница равна $U_{нг} = 256\delta_0$, эталоны напряжений равны $U_{эт4} = 128\delta_0$, $U_{эт3} = 64\delta_0$, $U_{эт2} = 32\delta_0$ и $U_{эт1} = 16\delta_0$. Абсолютная величина отсчета в самом общем случае равна $|U_{отс}| = U_{нг} + AU_{эт4} + BU_{эт3} + CU_{эт2} + DU_{эт1}$. В нашем примере код шага квантования в сегменте описывается комбинацией $ABCD$, где $A = 0$, $B = 1$, $C = 0$ и $D = 1$. Подставив эти значения в формулу для амплитуды отсчета, получим $|U_{отс}| = U_{нг} + AU_{эт4} + BU_{эт3} + CU_{эт2} + DU_{эт1} = 256\delta_0 + 0 \cdot 128\delta_0 + 1 \cdot 64\delta_0 + 0 \cdot 32\delta_0 + 1 \cdot 16\delta_0 = 336\delta_0$. С учетом символа полярности $U_{отс} = -336\delta_0$.

1.4.3. Сравнение A - и μ -законов нелинейного компандирования

Законы компандирования типа A -87,6/13 и μ -255/15 весьма близки друг к другу – оба они являются квазилогарифмическими. Аналитические выражения этих законов получаются из условия построения сегментной характеристики.

Условие $\delta_{i+1}/\delta_i = 2$, $i = 1, 2, \dots, N_c - 1$, где δ_i – величина шага квантования i -го сегмента; N_c – количество сегментов для сигналов одной полярности, приводит к μ -закону компандирования, а условие

$$\frac{\delta_{i+1}}{\delta_i} = \begin{cases} 1 & i=1 \\ 2 & i=2, \dots, N_c - 1 \end{cases}$$

приводит к A -закону компандирования.

Значения параметров компрессии A и μ определяются из следующего соотношения

$$\frac{A}{1 + \ln A} = \frac{2^{N_c - 1}}{N_c}, \quad \mu = 2^{N_c} - 1.$$

Если $N_c = 8$, то $A = 87,6$ и $\mu = 255$. Кривая компрессии типа μ имеет большую крутизну в области малых входных сигналов (рис. 1.29); это соответствует большей по сравнению с A -законом защищенности от шумов квантования для уровней сигнала, расположенных примерно на 40 дБ ниже порога ограничения $U_{огр}$. Здесь же приведена и норма на защищенность от шумов квантования.

На рис. 1.29 приведены усредненные характеристики защищенности, не имеющие резких скачков.

При линейно-ломаном законе компандирования функция $A_{кв}(p_c)$, характеризующая защищенность от шумов квантования, имеет разрывы на границах сегментов, вызванные дискретным характером изменения крутизны кривой компрессии.

Величина этих разрывов равна 6 дБ (рис. 1.30). В пределах одного сегмента защищенность от шумов квантования растет с увеличением сигнала. Зубцы на характеристике $A_{кв}(p_c)$ возникают вследствие того, что на концах сегментов резко изменяется величины шагов квантования в отличие от монотонного изменения при аналоговом компандировании.

Из графиков рис. 1.29 следует, что оба закона компандирования обеспечивают получение защищенности от шумов квантования не менее 32 дБ в диапазоне изменения величин отсчетов порядка 40 дБ.

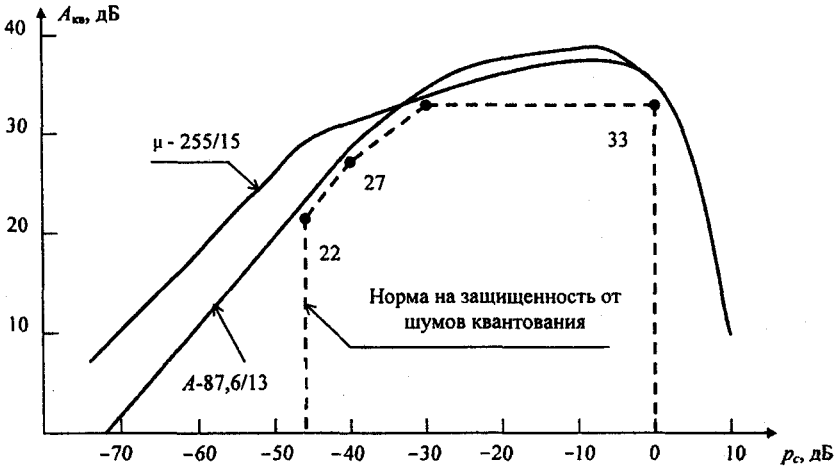


Рис. 1.29. Защищенность от шумов квантования от относительного уровня синусоидального сигнала

При постоянном числе шагов квантования в каждом сегменте двукратное увеличение шага квантования при переходе из одного сегмента в следующий приводит к увеличению области входных сигналов, соответствующих этому сегменту. Увеличение шага квантования при μ -законе компрессирования происходит последовательно в каждом сегменте, а для A -законa увеличение шага квантования начинается с третьего сегмента (см. табл. 1.8 и рис. 1.28).

Абсциссы верхних границ сегментов (в относительных единицах) для A -законa компрессирования определяются соотношением $\gamma_{iA} = 2^{i-N_c}$, а для μ -законa $\gamma_{i\mu} = (2^i - 1/2^{N_c} - 1)$. Как видно из приведенных выражений, со-

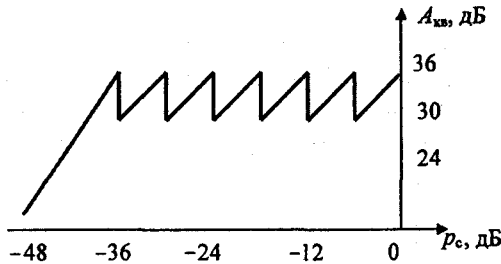


Рис. 1.30. Зависимость $A_{кв}(p_c)$ при линейно-ломаном законе компрессирования

отношение γ_{μ} не может быть выражено целыми степенями числа 2, что ведет к некоторому усложнению алгоритма работы кодека по сравнению с кодеками A -закона компандирования.

При линейно-ломаной аппроксимации по A - или μ -закону для нелинейных кодеров (или АЦП) число разрядов, необходимое для кодирования двухполярных отсчетов, равно $m = m_a + 1$, где число разрядов m_a , отводимое на кодирование абсолютной величины отсчета, равно

$$m_a = \log_2 N_c + \log_2 M_c,$$

где N_c – число сегментов, M_c – число шагов при равномерном квантовании в пределах сегмента. Если $N_c = 8$, а $M_c = 16$, то $m_a = 7$, а $m = 8$.

Как отмечалось выше, процессу нелинейного кодирования предшествует равномерное квантование и затем линейное кодирование. Разрядность линейного кодера $m_{ал}$ для кодирования абсолютной величины отсчета равно

$$m_{ал} = (N_c - 1) + \log_2 M_c$$

для A -закона компандирования

и

$$m_{ал} = N_c + \log_2 M_c$$

для μ -закона компандирования.

Из последних формул следует, что для μ -закона компандирования требуется линейный кодер, у которого число разрядов на 1 больше, чем для A -закона.

Разрядность кода сегмента $m_{сер}$, в самом общем случае, для A - и μ -законов компандирования можно определить по формуле

$$m_{сер} = ent \left[\log_2 \left(\frac{D-2}{6} + 2 \right) \right],$$

где D – динамический диапазон входного (обычно речевого) сигнала, символы ent означают округление до большего целого числа. Разрядность кода для кодирования числа уровней квантования в каждом сегменте $m_{ур}$, в самом общем случае, для A - и μ -законов компандирования можно определить по формуле

$$m_{сер} = ent \left[\frac{A_{кв} - 10,8}{6} \right],$$

где $A_{кв}$ – заданная защищенность от шумов квантования.

1.5. Групповой ИКМ сигнал

В цифровых системах передачи с импульсно-кодовой модуляцией и временным разделением каналов (ЦСП ИКМ-ВРК) квантующие и кодирующие (кодеры или цифро-аналоговые преобразователи – АЦП) устройства являются, как правило, групповыми. Цифровой сигнал на выходе АЦП представляет случайную последовательность кодовых групп, состоящих из элементарных посылок токовых (импульс – 1) и бестоковых (пробел – 0), и называется *групповым ИКМ сигналом* (рис. 1.31). Обычно применяют равномерные коды, т.е. число посылок m (разрядность кода) в каждой кодовой группе одинаково.

На временном интервале длительностью, равной периоду дискретизации T_d , применительно к групповому ИКМ сигналу, называемому длительностью цикла T_u , размещается N_k каналов или каналовых интервалов – КИ. Каждый КИ содержит m -разрядную кодовую комбинацию, представляющую случайную последовательность элементарных посылок токовых (импульс – 1) и бестоковых (пробел – 0). Длительность элементарной посылки равна длительности импульса τ_u . Период дискретизации равен

$$T_d = m \cdot N_k \cdot \tau_u. \quad (1.65)$$

Для передачи импульса длительностью τ_u достаточно тракта с шириной полосы пропускания $\Delta f = 1/\tau_u$. Подставив в (1.65) $\tau_u = 1/\Delta f$ и $T_d = 1/f_d$ и выполнив несложные преобразования, получим ширину полосы пропускания, необходимую для передачи группового ИКМ сигнала

$$\Delta f_{\text{икм}} = f_d \cdot m \cdot N_k. \quad (1.66)$$

За время, равное длительности периода дискретизации T_d , должно быть передано $m \cdot N_k$ двоичных символов, что соответствует скорости цифрового потока

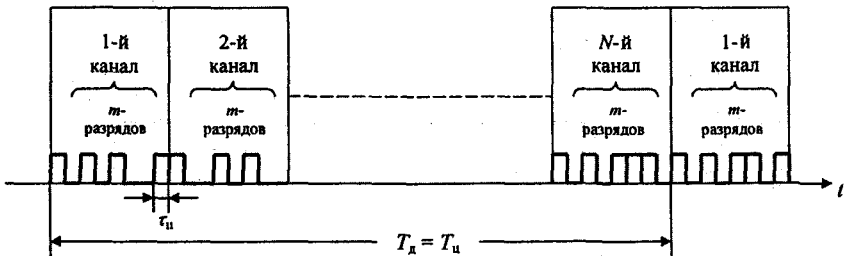


Рис. 1.31. Групповой ИКМ сигнал

$$C_{\text{ИКМ}} = m \cdot N_{\text{к}} / T_{\text{д}} = f_{\text{д}} \cdot m \cdot N_{\text{к}} = \Delta f_{\text{ИКМ}}, \text{ бит/с.} \quad (1.67)$$

Скорость цифрового потока одного цифрового канала равна $C_{\text{к}} = f_{\text{д}} \cdot m$. Для основного цифрового канала $m = 8$ и $f_{\text{д}} = 8000$ Гц, что соответствует скорости $C_{\text{оцк}} = f_{\text{д}} \cdot m = 8000 \cdot 8 = 64$ кбит/с.

Групповой многоканальный ИКМ сигнал на выходе АЦП представляет *первичный цифровой поток*. Совокупность устройств формирования первичного цифрового потока называется *аналого-цифровым оборудованием* (АЦО). Более мощные цифровые потоки образуются путем объединения нескольких менее мощных. Совокупность устройств объединения цифровых потоков называется оборудованием временного группообразования (ОВГ) или временного *мультиплексирования* (ВМ).

На выходе АЦО или ОВГ (ВМ) формируется групповой импульсно-кодовый сигнал, представляющий последовательность импульсов, параметры которых являются случайными величинами. Обычно ИКМ сигнал представляет собой однополярную двухуровневую последовательность. Интервал времени T , отводимый для передачи одной импульсной посылки (импульса или пробела), называется *тактовым интервалом* (рис. 1.32). Длительность импульса (пробела) $\tau_{\text{и}}$ может быть меньше тактового интервала (рис. 1.32,а) или равна ему, т.е. $\tau_{\text{и}} = T$ (рис. 1.32,б). Величина $1/T$ называется *тактовой частотой*.

В основном находят применение ИКМ, для которых $T/\tau_{\text{и}} = 2$ (рис. 1.32,а). Энергетический спектр такого сигнала при одинаковой вероятности появления единиц и нулей $p_1 = p_0 = p = 0,5$ в любом разряде кодовой комбинации и независимости отдельных символов друг от друга может быть представлен формулой

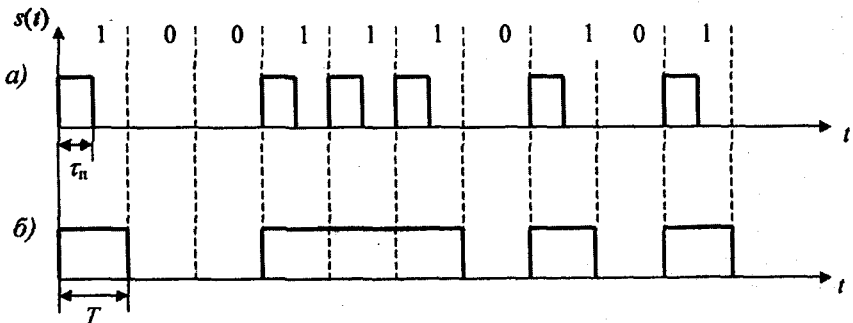


Рис. 1.32. Длительность импульса меньше тактового импульса (а) и равна тактовому интервалу (б)

$$G(\omega) = \frac{2}{T} \tau_u^2 [S(\omega\tau_u)]^2 \left[\sigma_0^2 + a_0^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{T}\right) \right], \quad (1.68)$$

где функция $S(\omega\tau_u)$ – модуль спектральной плотности единичного импульса – определяет форму непрерывной части энергетического спектра и огибающей его дискретной части; σ_0 – дисперсия амплитуд последовательности; a_0 – среднее значение импульсной последовательности; δ – дельта-функция. Энергетический спектр $G(\omega)$ последовательности прямоугольных импульсов (именно это имеет место на выходе АЦО или ОБГ) представлен на рис. 1.33.

Нули непрерывной части энергетического спектра ИКМ сигнала $G_n(\omega)$ (кривая 1 на рис. 1.33,б) и огибающей дискретной части $G_d(\omega)$ расположены в точках $\omega_k = 2\pi k / \tau_n$, где $k = 1, 2, \dots$ при $T/\tau_n = 2$ и $\omega_k = 4\pi k / T$.

Таким образом, дискретная часть спектра содержит постоянную составляющую и нечетные гармоники тактовой частоты. Первая гармоника может быть выделена узкополосным фильтром и использована для синхронизации.

Недостатки такого сигнала:

1) относительно большая мощность высокочастотных составляющих дискретной и непрерывной частей спектра. Это приводит к заметным переходным влияниям между отдельными цепями и межсимвольным искажениям (переходные помехи первого рода);

2) большой удельный вес низкочастотных составляющих непрерывной части спектра, что приводит к значительным межсимвольным искажениям и переходным влияниям второго рода.

Эти недостатки усугубляются тем фактом, что реальные направляющие среды (линии связи) обладают свойствами полосового фильтра, т.е.

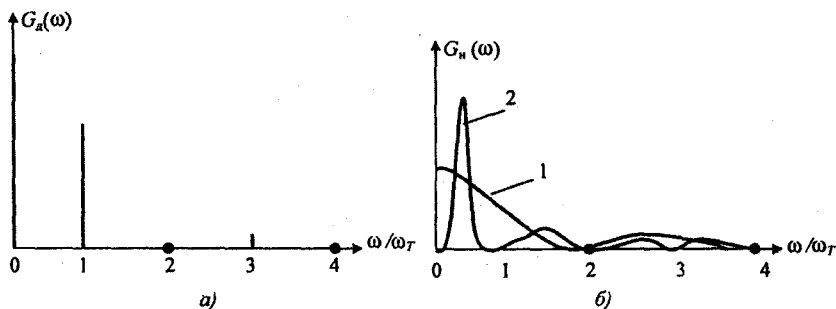


Рис. 1.33. Дискретная (а) и непрерывная (б) части энергетического спектра ИКМ сигнала при $T/\tau_n = 2$ и $p = 0,5$

не передают низкие частоты от 0 до какой-то нижней граничной частоты f_n и не передают частоты от какой-то верхней граничной частоты f_b и до бесконечности. Ограничение спектра частот сигналов при их прохождении по линии связи усиливает межсимвольные искажения и может привести к ошибкам при приеме ИКМ сигнала и его декодировании. Для устранения этих искажений ИКМ сигнал преобразуется в *линейный цифровой сигнал*, энергетический спектр которого наилучшим образом согласован с параметрами передачи линии связи (рис.1.33,б, кривая 2). Процесс формирования линейного цифрового сигнала называется *линейным кодированием*, а форма представления цифрового сигнала – *линейным кодом*. Устройства, преобразующие код ИКМ сигнала в линейный код и обратно, называются *преобразователями кода* тракта передачи (ПК_{пер}) и тракта приема (ПК_{пр}).

1.6. Обобщенная структурная схема оконечной станции цифровой системы передачи с ИКМ-ВРК

Рассмотренные этапы формирования группового ИКМ сигнала (дискретизация, квантование, кодирование) и соответствующего ему линейного цифрового сигнала (линейное кодирование) реализуются оборудованием оконечной станции.

Обобщенная структурная схема оконечной станции ЦСП с ИКМ-ВРК для формирования каналов тональной частоты (КТЧ) на основе цифровых каналов приведена на рис. 1.34. Основными функциональными узлами ЦСП с ИКМ-ВРК являются:

- 1) индивидуальный АИМ тракт;
- 2) аналого-цифровое оборудование (АЦО);
- 3) оборудование временного группообразования (ОВГ);
- 4) оборудование линейного тракта оконечной станции (ОЛТ-ОП).

АИМ индивидуальный тракт предназначен для осуществления процесса дискретизации аналогового сигнала или амплитудно-импульсной модуляции при передаче и демодуляции АИМ сигнала на приеме. Основными элементами АИМ индивидуального тракта являются:

1) Удл_{пер}, Удл_{пр} – удлинители тракта передачи и тракта приема соответственно, предназначенные для установки номинальной величины остаточного затухания канала и номинальной диаграммы уровней передачи при обработке сигналов;

2) Унч_{пер} – усилитель низкой частоты тракта передачи, предназначен для компенсации потери мощности входного аналогового сигнала при его ограничении по спектру и в процессе его дискретизации (амплитудно-импульсной модуляции);

3) Унч_{пр} – усилитель низкой частоты тракта приема при демодуляции АИМ сигнала; Д-3,4 – фильтр нижних частот (ФНЧ) тракт передачи предназначен для ограничения полосы частот входного аналогового сигнала с целью выполнения требований теоремы Найквиста–Котельникова и формирования эффективно передаваемой полосы частот КТЧ; ФНЧ Д-3,4 в тракте приема выполняет демодуляцию АИМ сигнала: выделяет спектр исходного сигнала из спектра АИМ сигнала; КАИМ – канальный амплитудно-импульсный модулятор (дискретизатор) осуществляет дискретизацию аналогового сигнала периодической последовательностью импульсов $f(t)$ с периодом следования T_d , поступающей от ГО – генераторного оборудования; КС – канальный селектор, предназначенный для выделения индивидуального канального АИМ сигнала из многоканального группового АИМ сигнала.

Аналого-цифровое оборудование тракта передачи осуществляет процесс цифровой обработки группового АИМ-1 сигнала, полученного на выходе УОКС – устройства объединения N_k канальных сигналов (индивидуальных АИМ-1 сигналов), с целью формирования группового ИКМ сигнала. С выхода УОКС АИМ-1 сигнал поступает в АЦП – аналого-цифровой преобразователь, где над групповым АИМ-1 сигналом осуществляются следующие операции:

- 1) преобразование АИМ-1 в АИМ-2;
- 2) квантование;
- 3) кодирование по A - или μ -законам компандирования.

С выхода АЦП групповой ИКМ сигнал поступает в ФПЦС – формирователь *первичного цифрового сигнала* или *потока* (ПЦП), состоящего из кодовых комбинаций отсчетов отдельных каналов и сигналов, соответствующих различным видам *цикловой* и *сверхцикловой синхронизации* (СС), сигналов управления и взаимодействия (СУВ), сервисных сигналов и сигналов передачи данных.

Цикловая синхронизация обеспечивает синхронную работу КАИМ на передаче и КС на приеме. СУВ обеспечивают функционирование приборов автоматических телефонных станций.

Временные соотношения между различными составляющими ПЦП отображаются его *временной структурой*.

Оборудование временного группообразования (ОВГ_{пер}) или временного мультиплексирования тракта передачи осуществляет формирование *вторичного цифрового потока* (ВЦП) на основе объединения N_n первичных цифровых потоков, далее – формирование *третичного цифрового потока* (ТЦП) на основе объединения N_v вторичных цифровых потоков и т.д.

Оборудование линейного тракта оконечной станции (ОЛТ-ОС) осуществляет формирование с помощью преобразователя кода передачи (ПК_{пер}) линейного цифрового сигнала, энергетические параметры которого максимально согласованы с параметрами передачи линии связи: электрического или оптического кабеля, радиорелейной или спутниковой линии передачи. В ОЛТ-ОС осуществляется не только преобразование кода группового ИКМ сигнала на выходе ОВГ_{пер} в код линейного цифрового сигнала, но с помощью станционного регенератора передачи (СР_{пер}) импульсам линейного цифрового сигнала придается форма, обеспечивающая их минимальные межсимвольные искажения.

Оборудование линейного тракта оконечной станции (ОЛТ-ОС) тракта приема осуществляет:

- 1) с помощью станционного регенератора приема (СР_{пр}) полное восстановление-регенерацию линейного цифрового сигнала и преобразование формы его импульсов в прямоугольную;
- 2) преобразование кода линейного цифрового сигнала с помощью преобразователя кода приема (ПК_{пр}) в код группового цифрового ИКМ сигнала.

Оборудование временного группообразования (ОВГ_{пр}) или временного мультиплексирования тракта приема осуществляет разделение группового ИКМ сигнала на составляющие его цифровые потоки.

Оборудование цифровой обработки сигналов и временного группообразования тракта передачи и приема должно работать синхронно. Для этого на приеме из группового ИКМ сигнала с помощью устройства выделения тактовой частоты (УВТЧ) выделяется периодическая последовательность импульсов, следующих с тактовой частотой соответствующего цифрового потока, и подается на генераторное оборудование приема (ГО), осуществляя его тактовую синхронизацию.

Аналого-цифровое оборудование тракта приема осуществляет процесс обработки группового цифрового ИКМ сигнала, полученного на выходе ОВГ, с целью получения из него группового АИМ-2 сигнала. С выхода распределителя первичного цифрового сигнала (РПЦС) групповой ИКМ сигнал поступает на цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), где происходит его декодирование, т.е. формируется групповой АИМ-2 сигнал. С помощью устройства разделения канальных сигналов (УРКС) и канальных селекторов (КС) осуществляется выделение канального АИМ сигнала.

Демодуляция канального АИМ сигнала осуществляется фильтром нижних частот Д-3,4. Номинальный уровень приема обеспечивается усилителем низкой частоты тракта приема (Унч_{пр}).

Для обеспечения синхронной и синфазной работы оборудования из группового ИКМ сигнала с помощью распределителя первичного цифрового сигнала (РПЦС) выделяется синхросигнал, соответствующим образом обрабатывается приемником синхросигнала (ПрСС), и осуществляет синхронизацию генераторного оборудования (ГО). Для нормальной работы приборов автоматических телефонных станций (АТС) с помощью РПЦС выделяются сигналы управления и взаимодействия (СУВ), которые обрабатываются приемником (ПрСУВ) и подаются на соответствующие приборы АТС.

Вопросы для самоконтроля

1. Необходимость процесса дискретизации при построении систем передачи с временным разделением каналов (СП с ВРК).

2. Для периодической последовательности прямоугольных импульсов (ПППИ) длительностью $\tau_n = 244 \cdot 10^{-9}$ с, периодом следования $T_d = 125 \cdot 10^{-6}$ с и амплитудой $A_m = 4$ В определить частоту следования (или тактовую частоту) F_d и амплитудный спектр ПППИ для $n = 5$, найти полосу частот ΔF , необходимую для передачи заданной ПППИ; изобразить спектр амплитуд ПППИ.

3. Частота следования ПППИ равна $F_d \approx 8000$ Гц, при скважности $q = 40$. Определить ширину полосы частот ΔF , необходимую для передачи такой ПППИ по тракту с частотной характеристикой идеального фильтра нижних частот, а также отношение амплитуды 1-й гармоники к амплитуде 10-й гармоники.

4. Назовите основные условия теоремы Найквиста-Котельникова.

5. Определить период дискретизации речевого и телевизионного сигналов, занимающих полосы частот $0,2 \dots 6,8$ кГц и $0,0000050 \dots 6,5$ МГц.

6. Амплитудно-импульсная модуляция, спектральный состав АИМ-1 и АИМ-2, их отличия и сходства.

7. Определить минимальное значение частоты дискретизации F_d сигнала, для которого $F_n = 60$ кГц и $F_b = 108$ кГц.

8. Дискретизации подвергается сигнал с полосой частот $60,6 \dots 107,7$ кГц. Ширина полосы расфильтровки фильтров, используемых для восстановления (демодуляции) дискретизированного АИМ сигнала, равна $\Delta F_p = 1,8$ кГц. Найти наименьшее значение частоты дискретизации F_d , при котором не будет наблюдаться искажений от дискретизации.

9. Дискретизации во времени (или амплитудно-импульсной модуляции) подвергается сигнал, занимающий полосу частот от 60 до 84 кГц. При каких из перечисленных ниже значений частоты дискретизации искажений наблюдаться не будет: 48, 96, 144 и 192 кГц? Фильтры, используемые для демодуляции (восстановления) АИМ сигнала, принять идеальными.

10. Дискретизации подвергается сигнал с полосой частот $0,3 \dots 3,4$ кГц. Определить минимальное значение частоты дискретизации, при котором возможно восстановление исходного сигнала из периодической последовательности отсче-

тов фильтром нижних частот, если крутизна его характеристики затухания в переходной области равна $S_{\phi} = 0,05$ дБ/Гц, а затухание в полосе эффективного задерживания равно $A_{\text{пз}} = 60$ дБ.

11. Необходимость квантования отсчетов. Виды квантования.

12. Синусоидальный сигнал с амплитудой $U_m = 1$ В следует преобразовать в цифровую форму таким образом, чтобы получить защищенность от шумов квантования $A_{\text{кв}}$ не менее 30 дБ. Определить величину шага квантования, число шагов квантования и разрядность кода при равномерном кодировании.

13. Равномерному квантованию подвергается телевизионный сигнал от одного источника, для которого коэффициент $k = \sqrt{3}$. Определить разрядность кода, если требуется обеспечить защищенность от шумов квантования не ниже 30 дБ.

14. Равномерному квантованию и последующему кодированию 6-разрядным кодом подвергается групповой телефонный сигнал от одного источника, для которого $k = 4$. Определить полученную при этом защищенность от шумов квантования.

15. Типы кодов, применяемых для кодирования отсчетов АИМ-2 сигналов.

16. На вход кодера с линейной шкалой квантования с шагом, равным $\delta = 10$ мВ, поступают импульсы АИМ-2 с амплитудами $U_{\text{отс1}} = +12$ мВ, $U_{\text{отс2}} = +98$ мВ, $U_{\text{отс3}} = +170$ мВ, $U_{\text{отс4}} = -50$ мВ, $U_{\text{отс5}} = -137$ мВ и $U_{\text{отс6}} = -412$ мВ. Кодирование осуществляется в *симметричном* коде. Определить разрядность кода, структуру кодовых комбинаций, образующихся на выходе кодера (или аналого-цифрового преобразователя — АЦП), для заданных отсчетов АИМ-2 сигнала, мощность шумов квантования на единичном сопротивлении и ожидаемую при этом защищенность от шумов квантования, если исходный сигнал представляет речевой сигнал от единственного источника.

17. Решить задачу 16 для следующих условий: $U_{\text{отс1}} = 605$ мВ, $U_{\text{отс2}} = 37$ мВ, $U_{\text{отс3}} = 621$ мВ, $U_{\text{отс4}} = 512$ мВ, $U_{\text{отс5}} = 1007$ мВ и $U_{\text{отс6}} = 1412$ мВ. Кодирование осуществляется *натуральным* кодом.

18. Решить задачу 16 для *инверсного* кода.

19. Решить задачу 17 для *обратного* кода.

20. Решить задачу 16 для следующих условий: $U_{\text{отс1}} = 72$ мВ, $U_{\text{отс2}} = 128$ мВ, $U_{\text{отс3}} = 86$ мВ, $U_{\text{отс4}} = 53$ мВ, $U_{\text{отс5}} = 12$ мВ и $U_{\text{отс6}} = 32$ мВ. Кодирование осуществляется кодом *Грея*.

21. На вход 8-разрядного декодера, шаг квантования которого постоянен и равен 8 мВ, поступает следующая последовательность кодовых комбинаций: 11110111, 00001000, 10010101, 01010101. Декодер рассчитан на декодирование кодовых комбинаций, построенных по законам *симметричного* кода. Определить полярность и амплитуду импульсов отсчетов (АИМ-2), образующихся на выходе декодера (или цифро-аналогового преобразователя — ЦАП).

22. Решить задачу 21 для следующих кодовых комбинаций: 01001100, 10001100, 00110100 и 10101010, построенных по законам *натурального* (простого) кода.

23. Необходимость неравномерного квантования. Методы неравномерного квантования. Основные законы компандирования, их достоинства и недостатки.

Способы реализации.

24. Построить график защищенности от шумов квантования для μ -закона компандирования при $\mu = 127$.

25. На вход нелинейного кодера (НК) с характеристикой компандирования $A=87,6/13$ после линейного квантования с шагом δ_0 поступают отсчеты, равные $-273\delta_0, +1613\delta_0, +113\delta_0, -23\delta_0, +12\delta_0, -43\delta_0, +183\delta_0, +613\delta_0$. Определить структуру кодовых комбинаций на выходе НК и величину шумов квантования для каждого отсчета. Для отсчета, равного $+613\delta_0$, изобразить граф алгоритма неравномерного квантования-кодирования.

26. На вход нелинейного декодера (НДК) с характеристикой компандирования $A=87,6/13$ поступают кодовые комбинации вида 00001010, 10011101, 10101111, 01001000, 11011100, 01100111, 10111010, 01110001. Определить амплитуды отсчетов на выходе НДК, если шаг квантования при линейном квантовании (или шаг квантования центрального сегмента) равен δ_0 .

Глава 2. Основные функциональные узлы цифровых систем передачи с ИКМ-ВРК

2.1. Канальные амплитудно-импульсные модуляторы и селекторы

Канальные амплитудно-импульсные модуляторы и селекторы (КАИМ-КС) являются основными элементами индивидуального АИМ тракта передачи и приема и представляют собой электронные ключи ЭК (рис. 2.1), срабатывающие от управляющих импульсов амплитудой U_y , следующих с частотой дискретизации f_d , длительность которых τ_n меньше периода следования-дискретизации T_d , т.е. скважность $q = T_d / \tau_n < 20$.

Основные требования, предъявляемые к КАИМ-КС, сводятся к следующему:

- формирование коротких периодических импульсов-отсчетов из аналогового входного сигнала (обычно первичного);
- сохранение значений этих сигналов в течение заданного промежутка времени;
- малое сопротивление в замкнутом состоянии и большое сопротивление в разомкнутом;
- достаточное подавление импульсного управляющего напряжения U_y .

Проникновение на выход КАИМ импульсов дискретизации приводит к изменению произвольным образом импульсов отсчетов на входе кодера и росту погрешностей при выполнении операций квантования и кодирования, что вызывает увеличение шумов в каналах. Необходимо, чтобы зна-

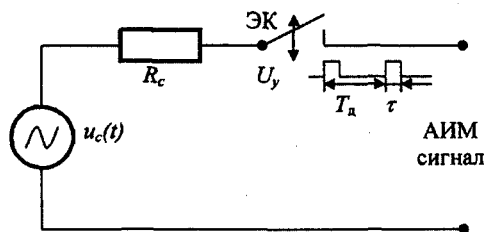


Рис. 2.1. Электронный ключ – аналог КАИМ-КС

чение управляющего напряжения на выходе КАИМ-КС не превышало 0,001 величины пикового значения дискретизируемого сигнала. Подавление остатков управляющего напряжения осуществляется применением балансных схем построения КАИМ и КС;

- быстродействие, так как от длительности переднего и заднего фронтов импульсов отсчетов зависит величина переходных помех 1-го и 2-го рода;

- величина затухания, вносимого КАИМ-КС в тракт передачи АИМ сигналов, жестко нормируется, что требует применения специальных методов дискретизации и демодуляции;

- переходные влияния и шумы, вносимые КАИМ-КС в тракты передачи и приема, должны быть минимальными. Обычно суммарная величина эффективного напряжения этих шумов и помех не должна превышать 0,1 величины минимального шага квантования;

- амплитудная характеристика КАИМ-КС должна быть достаточно линейна, так как нелинейность амплитудной характеристики приводит к искажению формы импульсов отсчетов в широком динамическом диапазоне.

Основной элементной базой для реализации КАИМ-КС являются полупроводниковые диоды и транзисторы, их интегральные сборки. Схемы КАИМ-КС на основе полупроводниковых диодов приведены на рис. 2.2.

В последовательно-балансной мостовой схеме диодного КАИМ-КС (рис. 2.2,а) управление работой диодов $VD1...VD4$ осуществляется управляющим напряжением U_y периодической последовательности импульсов, следующих с частотой дискретизации. Для указанной полярности диоды $VD1...VD4$ открыты (сопротивление ЭК минимально) и часть сигнала $u_c(t)$ длительностью, равной длительности импульса дискретизации $\tau_{н}$, поступает на выход схемы. При отсутствии импульсов диоды $VD1...VD4$ будут закрыты (сопротивление ЭК максимально) и сигнал $u_c(t)$ на выход схемы не поступает.

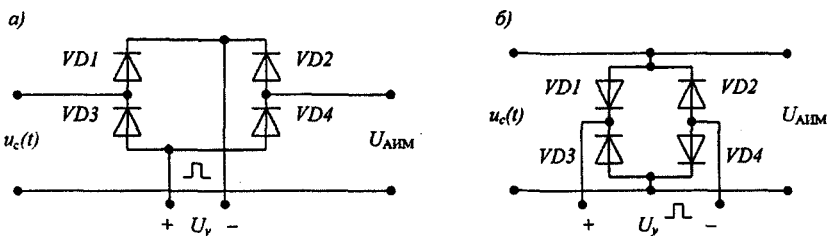


Рис. 2.2. Диодные каналные амплитудно-импульсные модуляторы и селекторы

Параллельно-балансная (шунтовая) мостовая схема диодного КАИМ-КС представлена на рис. 2.2,б. Эти схемы находят широкое применение, так как не требуют трансформаторов. Для исключения проникновения управляющих импульсов на выход схемы осуществляется тщательная подборка диодов по равенству их сопротивлений в направлениях пропускания и непропускания. На практике используются интегральные сборки, в которых диоды выполнены на одном кристалле и обладают практически одинаковыми параметрами.

Схема КАИМ-КС, выполненная на двух транзисторах, приведена на рис. 2.3. Схема симметрична. Управляющее импульсное напряжение U_y поступает одновременно на базы транзисторов $VT1$ и $VT2$, при этом токи их эмиттерных цепей в нагрузке будут противофазными. Следовательно, при идентичности параметров транзисторов суммарный ток управляющего сигнала в нагрузке будет равен нулю.

Практически же из-за отличия параметров $VT1$ и $VT2$ удастся добиться лишь частичного подавления этого тока. Дополнительная балансировка остатка управляющего напряжения на выходе КАИМ-КС может быть достигнута включением небольшого переменного сопротивления R_6 . Наилучшие результаты балансировки достигаются при изготовлении транзисторов на одном кристалле интегральной микросхемы. Аналогичная схема может быть выполнена на одном симметричном транзисторе (рис. 2.4). В точках a обеих схем осуществляется параллельное соединение КАИМ-КС различных каналов системы. Схемы работают следующим образом: воздействие импульса управляющего напряжения переводит транзисторы в режим насыщения, сопротивление ЭК резко уменьшается и в течение

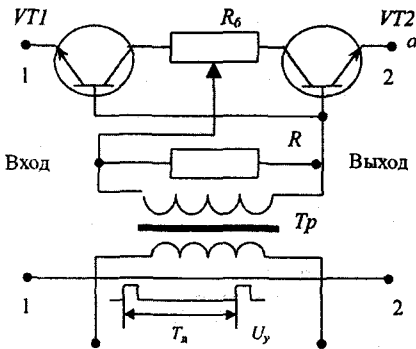


Рис. 2.3. КАИМ-КС на двух транзисторах

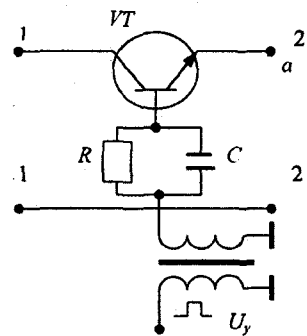


Рис. 2.4. КАИМ-КС на одном транзисторе

канального интервала, равного τ_n , на выход схемы проходит сигнал. Снятие управляющего напряжения приводит к прекращению прохождения сигнала.

Сопротивление ключа в открытом состоянии определяется управляющим током базы транзисторов и имеет ярко выраженный минимум. Поэтому сопротивлением R подбирают такой ток базы, чтобы обеспечивалось минимально возможное сопротивление в открытом состоянии. Этим достигается минимальное затухание КАИМ-КС. Снижение затухания сигнала при его дискретизации может быть достигнуто применением так называемого *резонансного способа дискретизации* (рис. 2.5).

В структурной схеме индивидуального АИМ тракта передачи, показанной на рис. 2.5, выделен КАИМ, в котором реализуется резонансная передача отсчетов. Точка a – точка подключения других каналов системы передачи. К модулятору АИМ-1 подаются импульсы, следующие с частотой дискретизации f_d , а к формирователю импульсов АИМ-2 – с частотой $N_k \times f_d$, где N_k – число каналов в индивидуальном оборудовании. В этой схеме конденсатор C_1 представляет собой эквивалентную выходную емкость фильтра нижних частот (ФНЧ), а конденсатор C_2 – накопительную емкость формирователя импульсов АИМ-2. Указанные конденсаторы совместно с катушкой индуктивности L образуют последовательный резонансный контур. В течение промежутка времени, когда ключ КАИМ разомкнут, в конденсаторе C_1 накапливается энергия передаваемого (дискретизируемого) сигнала, пропорциональная его мгновенному напряжению. В момент замыкания ключа (поступления импульсов дискретизации) в контуре начинается колебательный процесс, и энергия, накопленная в конденсаторе C_1 , начинает передаваться в конденсатор C_2 . Если ключ будет

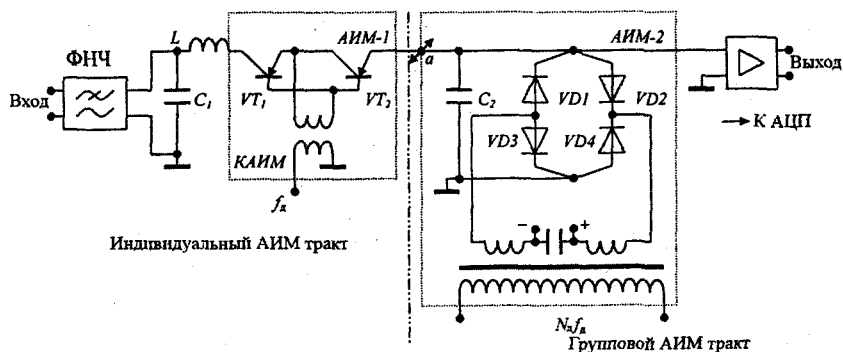


Рис. 2.5. Резонансный способ дискретизации

замкнут в течение половины периода колебательного процесса, энергия сигнала практически полностью перейдет из конденсатора C_1 в конденсатор C_2 . Своевременное размыкание ключа предотвращает обратный переход энергии из конденсатора C_2 в конденсатор C_1 . Необходимым условием для этого является выполнение следующих соотношений: длительность импульса отсчета

$$\tau_n = \pi\sqrt{LC}, \quad C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}.$$

Преимущество резонансного способа дискретизации заключается в снижении затухания сигнала с нескольких десятков до нескольких единиц децибел без применения усилителей. Если учесть, что для компенсации таких потерь потребовалось бы включение по крайней мере двухкаскадного усилителя, то эффективность резонансного способа дискретизации становится очевидной. Однако для осуществления этого способа дискретизации необходима более высокая стабильность длительности импульсов дискретизации и резонансной частоты контура.

2.2. Кодеры и декодеры с линейной шкалой квантования

Кодеры цифровых систем передачи с ИКМ-ВРК предназначены для преобразования АИМ сигналов после их квантования в цифровую форму. Операции квантования и кодирования в современных ЦСП с ИКМ-ВРК обычно совмещаются. Если квантование осуществляется с постоянным шагом (равномерное), то такие кодеры называются *кодерами с линейной шкалой квантования*, если же шаг квантования изменяется (нелинейное квантование), то такие кодеры называются *кодерами с нелинейной шкалой квантования*. В ЦСП с ИКМ применяются кодеры с нелинейной шкалой квантования, но при их построении на первой ступени кодирования используются кодеры с линейной шкалой квантования. Поэтому вначале рассмотрим принципы построения и функционирования кодеров с линейной шкалой квантования.

Различные типы кодеров, использующихся в ЦСП с ИКМ-ВРК, по принципу их действия разделяют на три группы:

- с преобразованием кодируемой величины во временной интервал (кодеры последовательного счета);
- поразрядного сравнения (взвешивающие кодеры);
- с кодовым полем (матричные кодеры).

Кодеры последовательного счета. Структурная схема одного из вариантов кодера последовательного счета приведена на рис. 2.6, а временные диаграммы, поясняющие принцип его работы показаны на рис. 2.7.

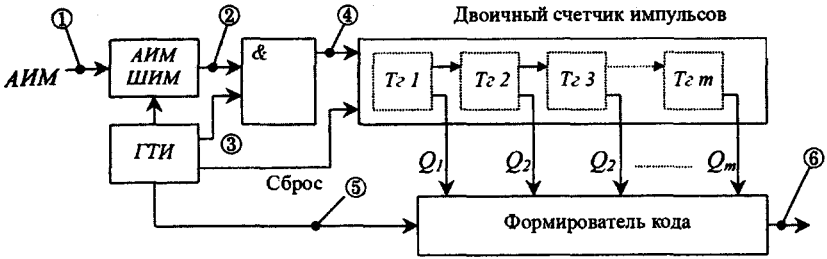


Рис. 2.6. Функциональная схема кодера последовательного счета

Квантованный АИМ сигнал (рис. 2.7 – 1) поступает на преобразователь АИМ сигнала в широтно-импульсно-модулированный сигнал АИМ–ШИМ (рис. 2.6, точка 1), где преобразуется в импульсы ШИМ сигнала одинаковой амплитуды, но различной длительности (рис. 2.6, точка 2).

Длительность импульсов ШИМ сигнала $\tau_{\text{ШИМ}}$ пропорциональна амплитуде импульсов входного АИМ сигнала (рис. 2.7 – 2). Эти импульсы поступают на схему И, на другой вход которой от генератора тактовых импульсов (ГТИ) поступают короткие эталонные импульсы с постоянным периодом следования (рис. 2.6, точка 3 и рис. 2.7 – 3). Пока схема И открыта благодаря воздействию ШИМ импульса, на ее выходе формируется пакет эталонных импульсов (рис. 2.6, точка 4 и рис. 2.7–4).

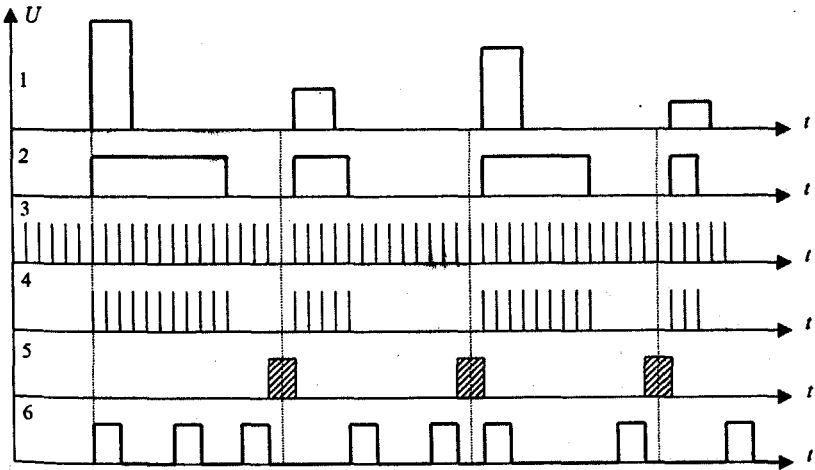


Рис. 2.7. Временные диаграммы работы кодера последовательного счета

Длительность пакета пропорциональна длительности ШИМ импульса, а следовательно число импульсов в пакете пропорционально амплитуде квантованного входного АИМ сигнала. Количество импульсов, входящих в пакет, подсчитывается двоичным счетчиком (цепочка последовательно соединенных триггеров $T_2 1 \dots T_2 m$, где m – разрядность кодовой комбинации).

Результат счета устанавливается на кодовых выходах счетчика $Q_1 \dots Q_m$ и выражает двоичный эквивалент кодируемого сигнала в параллельном коде, который с помощью формирователя кода преобразуется в последовательный код (рис. 2.6, точка б и рис. 2.7 – б). Импульсы сброса от ГТИ (рис. 2.6, точка 5 и рис. 2.7 – 5) поступают на вход двоичного счетчика и возвращают его в исходное состояние после формирования каждой кодовой комбинации. В кодере такого типа погрешности кодирования вызваны нестабильностью частоты ГТИ, нелинейностью преобразования АИМ-ШИМ, ошибками работы двоичного счетчика и конечной разрешающей способностью схемы И.

Кодеры поразрядного сравнения, или взвешивающие кодеры, нашли самое широкое применение в ЦСП с ИКМ-ВРК. Структурная схема такого кодера и временные диаграммы, поясняющие общие принципы его работы, приведены на рис. 2.8,а и 2.8,б соответственно.

Кодирование в такой схеме аналогично процессу взвешивания тяжести при помощи набора гирь на чашках весов. После помещения взвешиваемого предмета на чашку весов устанавливают гирю наибольшего веса, по результату первой операции взвешивания принимают решение: если взвешиваемый предмет тяжелее гири, то ее оставляют на весах и дополнительно устанавливают на чашку гирю меньшего веса; а если взвешиваемый предмет легче гири, то перед установкой второй гири первую снимают и т.д. до полного уравновешивания предмета набором гирь.

В схеме рис. 2.8,а происходит последовательное сравнение кодируемого сигнала с рядом эталонных сигналов, равных $2^{m-i} \cdot \delta_0$, где m – число разрядов в кодовой комбинации, i – номер разряда, δ_0 – шаг равномерного квантования. Кодируемый отсчет АИМ сигнала $U_{отс}$ поступает на схему сравнения CC_1 1-го каскада, где он сравнивается с эталоном наибольшего веса $U_{эт1}$, равным $2^{m-i} \cdot \delta_0$.

Если напряжение входного сигнала $U_{отс}$ больше напряжения $U_{эт1}$, то на выходе 1 схемы CC_1 появится напряжение, равное $2^{m-i} \cdot \delta_0$, которое вычитается из сигнала в схеме вычитания CB_1 ; при этом на вход второго каскада кодера подается напряжение $U_{р1}$, а на выходе 2 схемы CC_1 формируется первый символ кодовой комбинации. Если напряжение кодируемого отсчета $U_{отс}$ меньше $U_{эт1}$, то он проходит через схему CB_1 без изменения, так как в этом

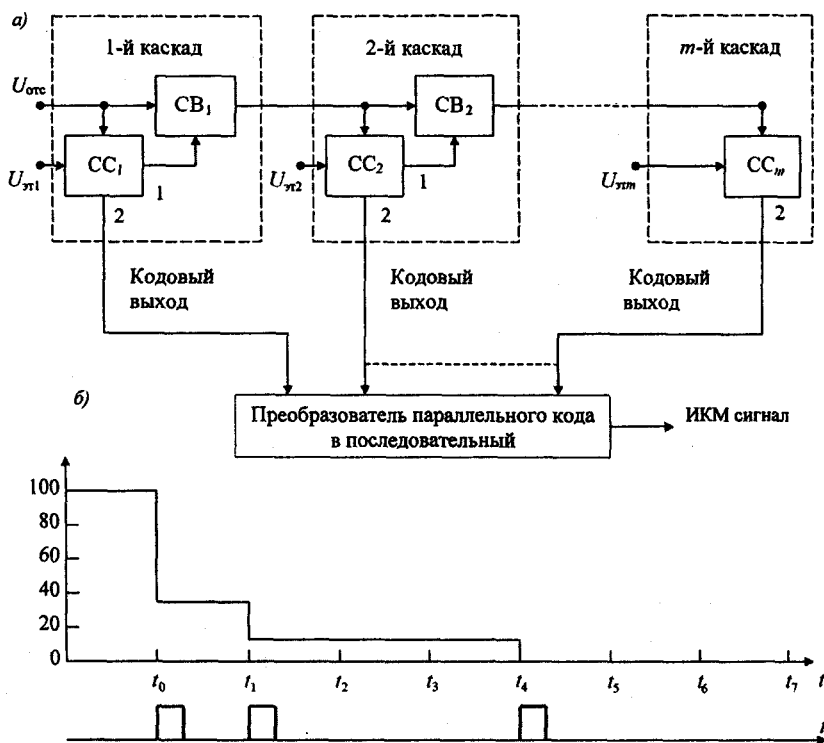


Рис. 2.8. Обобщенная структурная схема кодера поразрядного кодирования (а) и временная диаграмма его работы (б)

случае на выходе 1 напряжение отсутствует; на выходе 2 этой же схемы формируется пробел (нуль) кодовой комбинации. Следующие каскады кодера работают аналогичным образом. Число каскадов кодера равно числу разрядов в кодовой комбинации, которое, в свою очередь, связано с числом уровней квантования M соотношением $M = 2^m$. Если, например, кодируемый сигнал квантуется 128-ю уровнями, то кодер состоит из семи каскадов.

Кодовая комбинация формируется в виде параллельного кода, который для целей передачи преобразуется в последовательный код ИКМ сигнала.

Поясним процесс кодирования числовым примером. Пусть амплитуда отсчета АИМ сигнала $U_{отс} = 100 \delta_0$. При 7-разрядном кодировании эталонные напряжения имеют следующие значения: $U_{эт1} = 64 \delta_0$, $U_{эт2} = 32 \delta_0$, $U_{эт3} = 16 \delta_0$, $U_{эт4} = 8 \delta_0$, $U_{эт5} = 4 \delta_0$, $U_{эт6} = 2 \delta_0$, $U_{эт7} = \delta_0$. Процесс формирования кодовой комбинации представлен на рис. 2.8,б.

Отсчет с амплитудой $U_{отс}$, подлежащий кодированию, устанавливается на входе кодера в момент времени $0 \dots t_0$, затем происходит его сравнение с эталоном $U_{эт1}$. При этом на кодовом выходе первого каскада будет сформирована 1, а на вход второго каскада кодера поступает разностный сигнал $U_{р1} = U_{отс} - U_{эт1} = 100 \delta_0 - 64 \delta_0 = 36 \delta_0$.

Аналогичным образом на кодовом выходе второго каскада будет сформирована вторая 1, а на вход третьего каскада поступит разностный сигнал, равный $U_{р2} = U_{р1} - U_{эт2} = 36 \delta_0 - 32 \delta_0 = 4 \delta_0$. Очевидно, на кодовых выходах третьего и четвертого каскадов кодера будут сформированы 0, так как разностный сигнал, равный $4 \delta_0$, меньше эталонов третьего и четвертого каскадов. Разностный сигнал поступит на схему сравнения пятого каскада, для которого $U_{эт5} = 4 \delta_0$. В этом случае возможны два исхода:

1) на кодовом выходе пятого каскада будет сформирована 1, и процесс поразрядного сравнения и вычитания на этом прекратится, так как разностный сигнал на входах шестого и седьмого каскадов будет равен нулю;

2) на кодовом выходе пятого каскада будет сформирован 0, на вход шестого каскада поступит разностный сигнал, равный $4\delta_0$, и на его выходе будет сформирована 1. Аналогично, на вход седьмого каскада поступит разностный сигнал, равный $2 \delta_0$, и на его кодовом выходе будет также сформирована 1.

В идеальном кодирующем устройстве возможен лишь первый исход, так как такое устройство четко реагирует на соотношение $U_{рi} \geq U_{эti}$ кодового импульса 1. При этом на выходе кодера будет сформирована кодовая комбинация вида 1100100, соответствующая $(64 + 32 + 0 + 0 + 4 + 0 + 0) \delta_0 = 100 \delta_0$.

В реальном кодирующем устройстве возможна некоторая неопределенность решения, так как схема, реагирующая на соотношение $U_{рi} \geq U_{эti}$, может быть выполнена лишь с конечной точностью. При втором исходе формируется кодовая группа, соответствующая $(64 + 32 + 0 + 0 + 0 + 2 + 1) \delta_0 = 99 \delta_0$.

Из рассмотренного примера следует, что возможны дополнительные искажения сигналов, обусловленные конечной точностью осуществления процессов сравнения и вычитания, конечной стабильностью и точностью установки эталонных напряжений (токов) и т.п. По аналогии с шумами квантования эти искажения называются шумами кодирования и относятся к классу *инструментальных погрешностей*.

Рассмотренная схема кодера взвешивающего типа или поразрядного кодирования формирует натуральный двоичный код однополярного сигнала.

Структурная схема кодера, приведенная на рис. 2.8,а, поясняет только принцип поразрядного кодирования. Она может быть видоизменена с целью

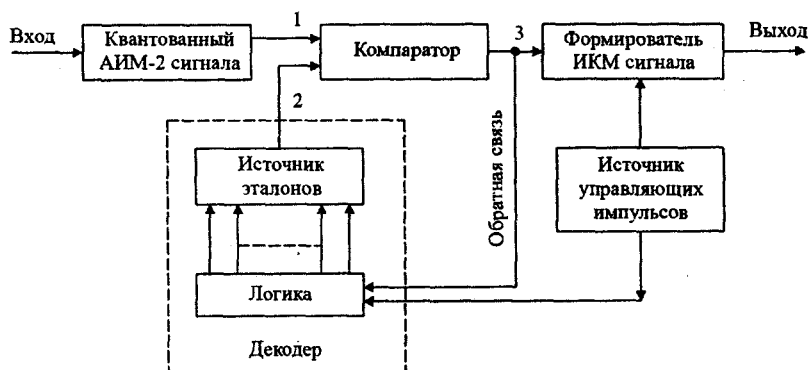


Рис. 2.9. Обобщенная структурная схема кодера с декодером в цепи обратной связи

достижения тех или иных технических целей. Так, например, включением на выходе каждой схемы вычитания усилителя с коэффициентом усиления, равным двум, или удлинителя (аттенюатора) с коэффициентом передачи, равным $\frac{1}{2}$, кодер может быть построен с использованием одного эталонного напряжения. Введение в схему кодера обратной связи при сохранении числа эталонов, равного m , позволяет уменьшить количество схем сравнения до 1 (рис. 2.9).

Принцип построения линейного кодера с обратной связью для кодирования однополярных положительных сигналов при использовании 7-разрядного кода ($m = 7$) показан на рис. 2.10.

Кодер состоит из компаратора (K), генератора эталонных токов ($ГЭТ$), логического устройства ($ЛУ$), устройства формирования ИКМ сигнала ($УФ ИКМ$). Последовательный характер процесса кодирования требует сохранения величины отсчета с высокой точностью в течение всего периода кодирования. Поэтому на вход кодера поступает сигнал АИМ-2. Процессы кодирования и формирования выходного сигнала происходят в $УФ ИКМ$ под воздействием управляющих сигналов, поступающих от генераторного оборудования передающей станции ($ГО_{пер}$). Формирование эталонных токов осуществляется подключением общего источника опорного напряжения E к цепочке, сопротивления отдельных ветвей которой связаны друг с другом двоичными соотношениями вида $2^{i-1} R$, где номер разряда i принимает значения 1, 2, 3, ..., m . Подключение источника опорного напряжения к той или иной ветви происходит по командам, вырабатываемым $ЛУ$ и воздействующим на ключи $K_{1...K_m}$. В исходном состоянии, предшествующем началу первого такта кодирования, все ключи ра-

замкнуты, их сопротивления в идеальном случае бесконечно велики и токи $I_{\text{эт}}$ в ветвях ГЭТ равны нулю. Поступление соответствующей команды с ЛУ вызывает замыкание ключа K_i , источник опорного напряжения подключается к одному из прецизионных резисторов и формирует эталонный ток $I_{\text{эт}}$, определяемый двоичным соотношением вида $2^{m-1} \delta$, который поступает на вход 2 компаратора K .

Компаратор K осуществляет сравнение сигналов на входах 1 и 2. Если напряжение на входе 1 больше или равно напряжению на входе 2, то сигнал на выходе 3 компаратора равен логическому 0, если $U_{\text{вх1}}$ меньше $U_{\text{вх2}}$, то на выходе 3 компаратора будет сигнал логической 1. Работой ГЭТ управляет ЛУ, алгоритм работы которого выбирают таким образом, чтобы последовательным включением и выключением эталонов установилось приближенное равенство сигналов на входах 1 и 2 компаратора. В соответствии с принципом взвешивания происходит процесс постепенного уравнивания кодируемого сигнала суммой эталонов. Работу кодера рассмотрим на примере кодирования АИМ-2 отсчета, равного $I_{\text{отс}} = 100 \delta$. Перед началом кодирования все ключи $K_1 \dots K_7$ разомкнуты (рис. 2.10).

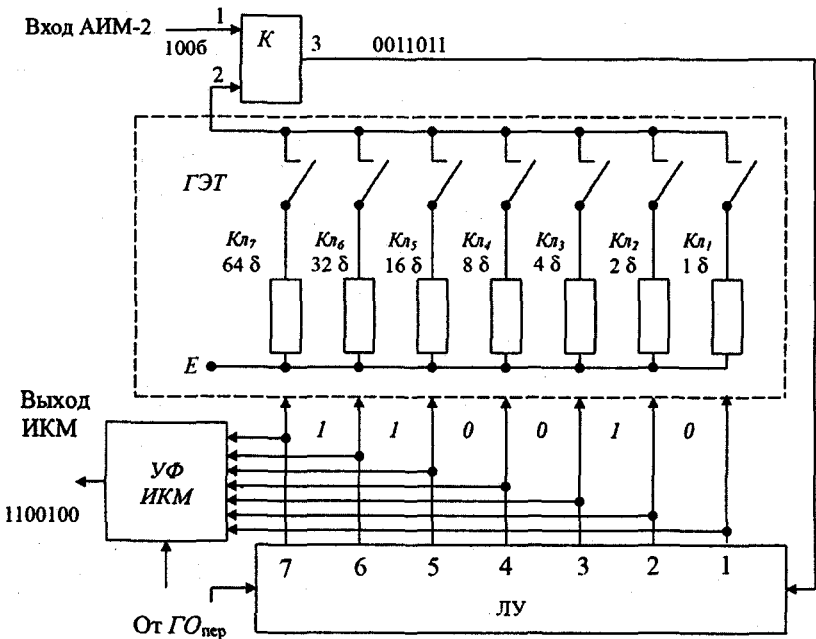


Рис. 2.10. Линейный кодер взвешивающего типа для однополярного сигнала

Первый такт. С поступлением отсчета $I_{отс} = 100 \delta$ на вход 1 компаратора K на 7-м выходе ЛУ, управляемого импульсами тактовой частоты $ГО_{пер}$, и соответствующем входе УФ ИКМ появляется 1. Ключ K_7 замыкается, и на вход 2 компаратора K поступает эталонный сигнал $I_{э17} = 64 \delta$. Так как $I_{отс} = 100 \delta \geq I_{э17} = 64 \delta$, то на выходе компаратора K появляется 0. В результате этого ключ K_7 остается в замкнутом состоянии, и на выходе УФ ИКМ появляется 1.

Второй такт. На 6-м выходе ЛУ, управляемого импульсами тактовой частоты $ГО_{пер}$, и соответствующем входе УФ ИКМ появляется 1. Ключ K_6 замыкается, и на вход 2 компаратора K подается эталонный сигнал $I_{э16} = 32 \delta$. Таким образом, на входе 2 компаратора формируется сигнал вида $I_{э17} + I_{э16} = 64 \delta + 32 \delta = 96 \delta$. Так как $I_{отс} = 100 \delta \geq I_{э17} + I_{э16} = 64 \delta + 32 \delta = 96 \delta$, то на выходе компаратора K появляется 0. В результате чего ключ K_6 остается в замкнутом состоянии и на выходе УФ ИКМ появляется 1.

Третий такт. На 5-м выходе ЛУ, управляемого импульсами тактовой частоты $ГО_{пер}$, и соответствующем входе УФ ИКМ появляется 1. Ключ K_5 замыкается, и на вход 2 компаратора K подается эталонный сигнал $I_{э15} = 16 \delta$. Таким образом, на входе 2 компаратора формируется сигнал вида $I_{э17} + I_{э16} + I_{э15} = 64 \delta + 32 \delta + 16 \delta = 112 \delta$. Так как $I_{отс} = 100 \delta \leq I_{э17} + I_{э16} + I_{э15} = 64 \delta + 32 \delta + 16 \delta = 112 \delta$, то на выходе компаратора K появляется 1. В результате чего ключ K_5 размыкается, эталонный сигнал $I_{э15} = 16 \delta$ от входа 2 компаратора отключается, на 5-м выходе ЛУ и на входе УФ ИКМ устанавливается 0, а следовательно, и на выходе кодера появляется 0. На входе 2 компаратора действует сигнал, равный $I_{э17} + I_{э16} = 64\delta + 32\delta = 96 \delta$.

Четвертый такт. На 4-м выходе ЛУ, управляемого импульсами тактовой частоты $ГО_{пер}$, и соответствующем входе УФ ИКМ появляется 1. Ключ K_4 замыкается, и на вход 2 компаратора K подается эталонный сигнал $I_{э14} = 8 \delta$. Таким образом, на входе 2 компаратора формируется сигнал вида $I_{э17} + I_{э16} + I_{э14} = 64\delta + 32\delta + 8\delta = 104\delta$. Так как $I_{отс} = 100\delta \leq I_{э17} + I_{э16} + I_{э14} = 64\delta + 32\delta + 8\delta = 104\delta$, то на выходе компаратора K появляется 1. В результате чего ключ K_4 размыкается, эталонный сигнал $I_{э14} = 8\delta$ от входа 2 компаратора отключается, на 4-м выходе ЛУ и на входе УФ ИКМ устанавливается 0, а следовательно, и на выходе кодера появляется 0. На входе 2 компаратора действует сигнал, равный $I_{э17} + I_{э16} = 64\delta + 32\delta = 96\delta$.

Пятый такт. На 3-м выходе ЛУ, управляемого импульсами тактовой частоты $ГО_{пер}$, и соответствующем входе УФ ИКМ появляется 1. Ключ K_3 замыкается, и на вход 2 компаратора K подается эталонный сигнал $I_{э13} = 4\delta$. Таким образом, на входе 2 компаратора формируется сигнал $I_{э17} + I_{э16} + I_{э13} = 64\delta + 32\delta + 4\delta = 100\delta$. Так как $I_{отс} = 100\delta = I_{э17} + I_{э16} + I_{э13} = 64\delta + 32\delta + 4\delta$, то на выходе компаратора K появляется 0. В результате ключ K_3 остается замкнутым

и на выходе УФ ИКМ формируется сигнал логической 1. Очевидно, что реализация шестого и седьмого тактов приводит к появлению на выходе кодера 0. Таким образом, по окончании седьмого такта кодирования на выходе кодера формируется кодовая комбинация вида 1100100. После завершения кодирования сигналы, поступающие от $ГО_{пер}$, переводят узлы кодера в исходное состояние, подготавливая его к кодированию следующего отсчета.

Большинство первичных сигналов являются двухполярными и, следовательно, для их кодирования необходимо применение соответствующего кодера. Для реализации кодера (рис. 2.11) требуется ГЭТ, формирующий эталонные сигналы для кодирования положительных и отрицательных отсчетов.

При необходимости кодирования 128 положительных и 128 отрицательных уровней потребуется 8-разрядная кодовая комбинация, причем высший разряд (8-й) будет кодировать полярность отсчета. При том же алгоритме работы компаратора, что и при кодировании однополярных сигналов, возникает следующая ситуация. Кодируя отсчет $I_{отс} = 100\delta$ и сравнивая с высшим эталоном $I_{эт7} = 64\delta$, получим $I_{отс} - I_{эт7} = 100\delta - 64\delta > 0$. Данный эталон остается включенным. Сравнивая теперь $I_{отс} = -100\delta$ с высшим эталоном $I_{эт7} = -64\delta$, получим $I_{отс} - I_{эт7} = -100\delta - (-64\delta) < 0$. Эталон при этом выключается. Для устранения указанного недостатка при кодировании отрицательных отсчетов на выходе компаратора K включается инвертор DD_1 , значение сигналов на выходе компаратора будут инвертироваться и логическое устройство ЛУ будет принимать решение об оставлении или отключении соответствующего эталона.

Алгоритм работы линейного кодера двухполярных сигналов рассмотрим на примере кодирования отсчета отрицательной полярности $I_{отс} = -100\delta$.

Первый такт. Кодлируемый отсчет поступает на вход 1 компаратора. Импульс от генераторного оборудования $ГО_{пер}$ устанавливает на 8-м выходе 1. Ключ Kl^+ замыкается и подключает положительные эталоны. Ключи положительных и отрицательных эталонов $Kl_7...Kl_1$ разомкнуты. На входе 2 компаратора ток $I_{эт} = 0$.

Поскольку сигнал имеет отрицательную полярность, т. е. $I_{отс} < 0$, то на выходе компаратора 3 появляется 1, которая через замкнутый ключ Kl , (выход 4) поступает на ЛУ и переводит 8-й выход в 0. При этом ключ Kl^+ разомкнется, а на выходе инвертора DD_2 появится 1, ключ Kl^- замкнется и к выходу 2 компаратора подключатся отрицательные эталоны, а ключ Kl подключит к выходу 3 компаратора инвертор DD_1 . Следовательно, на 8-м выходе ЛУ остается 0, который и появляется на выходе УФ ИКМ сигнала.

Второй такт. Сигнал с выхода $ГО_{пер}$ переводит 7-й выход ЛУ в состояние 1. Ключ Kl_7 отрицательных эталонов подключает к входу 2 компаратора эталон $I_{эт7} = -64\delta$. Так как разность $I_{отс} - I_{эт7} = -100\delta - (-64\delta) < 0$, то на выходе компаратора формируется 1, а на выходе 4 инвертора DD_1 появляется 0 и эталонный ток $I_{эт7} = -64\delta$ остается включенным.

Основные функциональные узлы цифровых систем передачи

Третий – восьмой такты будут аналогичными ранее рассмотренным выше этапам кодирования. Последовательность решений компаратора в процессе кодирования отсчета представлена на выходе 4 DD_1 (рис. 2.11) комбинацией символов 10011011.

Здесь левый символ 1 этой комбинации прошел с выхода компаратора до включения инвертора DD_1 . По окончании восьмого такта кодирования на выходах ЛУ будет сформирована комбинация 01100100, представляю-

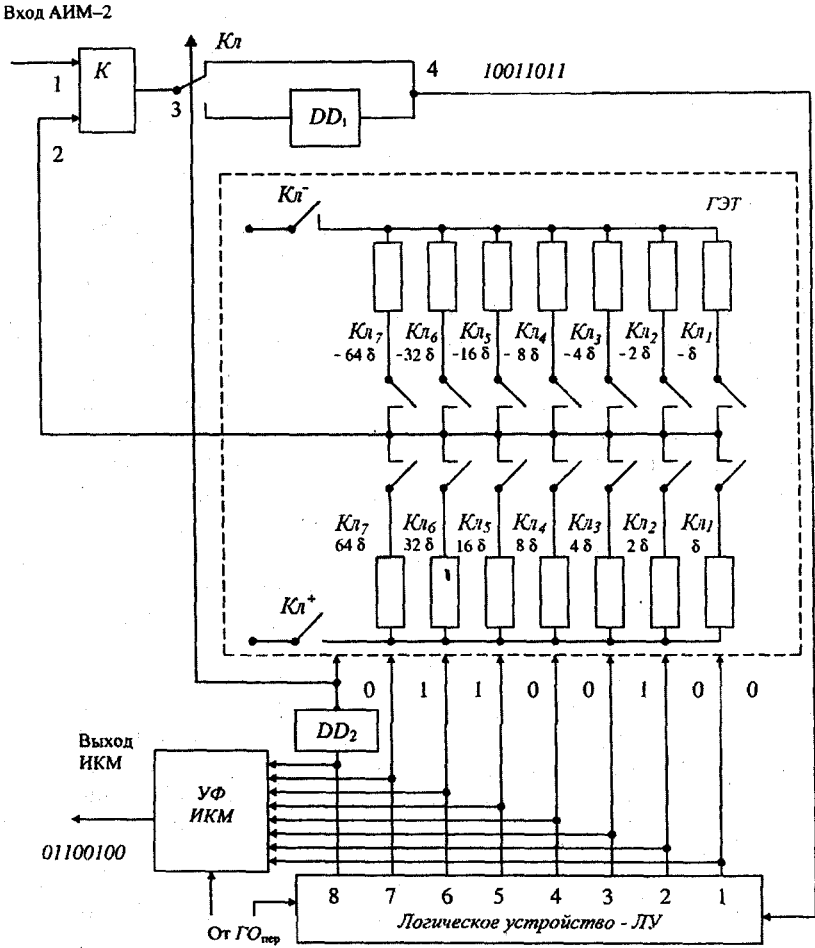


Рис. 2.11. Линейный кодер взвешивающего типа для двухполярного сигнала

щая в 8-и разрядном симметричном двоичном коде значение амплитуды отсчета -100δ . Напомним, что символ высшего разряда кодовой комбинации определяет полярность отсчета.

Матричные кодеры. Принцип работы кодирующих устройств с *кодовым полем* – матричных кодеров, основан на использовании физической модели кодовой таблицы. Кодовая таблица физически определяет точное взаимное соответствие между номером разрешенного уровня и расположением импульсов и пробелов в кодовой комбинации.

Если в кодере взвешивающего типа кодируемый отсчет сравнивается *последовательно во времени* с набором эталонных сигналов, а в кодере счетного типа происходит сопоставление кодируемого отсчета с эталонным временным интервалом, то в матричном кодере сигнал сопоставляется непосредственно с физической моделью кодовой таблицы – кодовым полем. Кодовое поле может быть выполнено либо в виде набора решающих устройств, либо в виде кодовой матрицы в специализированной электронно-лучевой кодирующей трубке (ЭЛКТ). При поступлении на вход такого кодера АИМ сигнала данной амплитуды приводятся в состояние возбуждения определенные элементы кодового поля (матрицы) и на выходе кодера формируется кодовая группа, которая соответствует определенному квантованному значению отсчета.

Матричные кодеры с решающими устройствами на электронных приборах содержат большое число коммутационных элементов, обладают невысокой точностью кодирования, и потому их можно использовать при кодировании с небольшим (до пяти) числом разрядов. Матричные кодеры на основе ЭЛКТ просты по своей идее, обладают высоким быстродействием и высокой точностью кодирования, но требуют высокой точности фокусировки и юстировки, высокого напряжения, обладают сравнительно большими габаритами, недостаточной надежностью и поэтому не нашли применения в ЦСП.

Декодеры с поразрядным суммированием токов. Процесс декодирования, обратный процессу кодирования, заключается в том, что в специальном устройстве – *декодере* – путем преобразования кодовых комбинаций вырабатываются импульсы, амплитуда которых пропорциональна квантованным отсчетам передаваемого сигнала. Так же, как и кодирование, декодирование может быть осуществлено различными способами. По аналогии с классификацией кодеров различают счетные, взвешивающие и матричные декодеры. Самое широкое применение в ЦСП на основе ИКМ нашли декодеры взвешивающего типа с поразрядным суммированием токов. Структурная схема линейного декодера такого типа для декодирования двухполярных сигналов приведена на рис. 2.12.

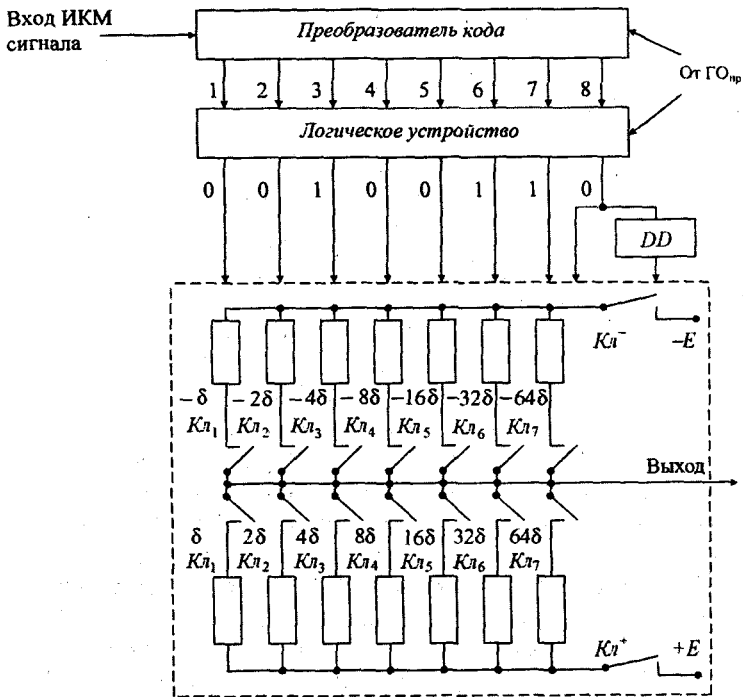


Рис. 2.12. Линейный декодер взвешивающего типа для двухполярного сигнала

Функционирование схемы рассмотрим на следующем примере. Пусть на вход декодера поступает кодовая комбинация вида 01100100, соответствующая двухполярному отсчету. Преобразователь кода *ПК* входящую кодовую комбинацию в последовательном коде преобразует в параллельный код.

На выходе логического устройства *ЛУ* формируются сигналы управления, коммутирующие ключи эталонов соответствующих разрядов. В симметричном коде высший разряд определяет полярность отсчета. В рассматриваемой кодовой комбинации высшему разряду соответствует 0. Следовательно, на выходе инвертора *DD* появляется 1, которая замыкает *Кл*, коммутирующий отрицательные источники эталонов. Далее замыкаются ключи *Кл₇*, *Кл₆* и *Кл₃*, в результате чего формируется суммарный ток отрицательной полярности -100δ . Преобразователь кода *ПК* и логическое устройство *ЛУ* управляются тактовыми импульсами, поступающими от генераторного оборудования приема ГО_{пр}.

2.3. Кодеры и декодеры с нелинейной шкалой квантования

Общие принципы нелинейного квантования и соответствующего ему кодирования рассмотрены ранее (см. гл. 1, § 1.4). Рассмотрим реализацию нелинейных кодеров для наиболее распространенного закона компандирования $A-87,6/13$.

Необходимая разрядность кодовой комбинации при линейном квантовании m для речевого (двухполярного) сигнала, поступающего на вход канала тональной частоты (КТЧ) от различных источников, определяется требованиями к защищенности от шумов $A_{\text{кв}}$ и равна (см. гл. 1, § 1.3)

$$m = \frac{A_{\text{кв}} + 42,2}{6}, \quad (2.1)$$

где $A_{\text{кв}}$ – допустимая защищенность от шумов квантования.

Помехозащищенность сигнала на выходе КТЧ по нормам МЭС-Т должна быть не менее 25 дБ. Если считать, что в КТЧ цифровых систем передачи единственным видом шумов являются шумы квантования, то $A_{\text{кв}} = 25$ дБ. Подставив значение $A_{\text{кв}}$ в (2.1) и округляя результат до большего целого, получим $m = 12$. Для кодирования двухполярных отсчетов с использованием симметричного кода кодовая комбинация будет иметь вид $PXXXXXXXXXX$, где P – символ равный 1 или 0, определяющий полярность отсчета, а символы X , принимающие значения 1 или 0, отображают его абсолютное квантованное значение при шаге квантования, равном δ_0 . Таким образом, для кодирования абсолютного значения квантованного отсчета требуется 11-разрядная кодовая комбинация вида

$$|I_{\text{отс}}| = 2^{10}\delta_0 + 2^9\delta_0 + \dots + 2^2\delta_0 + 2^1\delta_0 + 2^0\delta_0. \quad (2.2)$$

Входным сигналом для нелинейного кодера данного типа является квантованный отсчет, полученный в результате равномерного квантования с шагом квантования δ_0 , соответствующего требованиям защищенности от шумов квантования. При линейном кодировании этому соответствует 2048 положительных и 2048 отрицательных уровней (2.2).

При нелинейном кодировании по закону $A-87,6/13$ (с коэффициентом сжатия $A = 87,6$ и числом сегментов для положительной и отрицательной полярности, равным восьми) для такой же защищенности от шумов квантования потребуется 128 положительных и 128 отрицательных уровней, а кодовая комбинация должна быть 8-разрядной (см. гл. 1, § 1.4, рис. 1.27, 1.28 и табл. 1.8, 1.9 и пояснения к ним). Структурная схема нелинейного кодера взвешивающего типа с цифровой компрессией эталонов приведена на рис. 2.13.

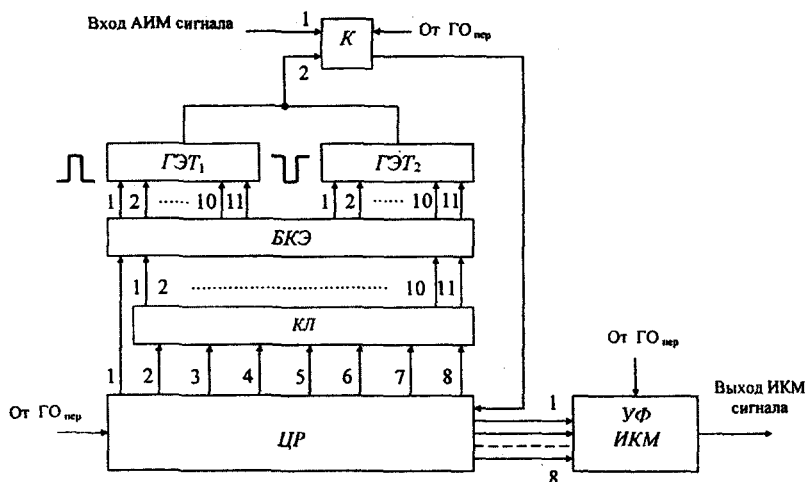


Рис. 2. 13. Структурная схема нелинейного кодера

Назначение и принцип работы компаратора K , генераторов эталонных токов $ГЭТ_1$ и $ГЭТ_2$, устройства формирования цифрового сигнала $УФ ИКМ$ такие же, как и в схеме линейного кодера для двухполярного сигнала. Однако в отличие от линейного кодера $ГЭТ_1$ и $ГЭТ_2$ содержат 11 ключей, а веса подключаемых ими эталонных токов равны $\delta_0, 2\delta_0, 4\delta_0, \dots, 512\delta_0$ и $1024\delta_0$. После каждого такта кодирования решение компаратора K записывается в цифровой регистр $ЦР$.

В зависимости от решения компаратора $ЦР$ выбирает полярность $ГЭТ$ и управляет работой цифровой логики, которая преобразует 7-разрядный код в 11-разрядный и формирует в блоке выбора и коммутации эталонных токов $БКЭ$ цепи $ГЭТ$, определяя величины эталонов, подключаемых на вход второго компаратора (см. гл. 1, § 1.4. Кодирование по A -закону компрандирования). Устройство формирования ИКМ сигнала $УФ ИКМ$ считывает состояние выходов $ЦР$ и преобразует параллельный код в последовательный.

Как было показано ранее (см. гл. 1, § 1.4. Кодирование по A -закону компрандирования), кодирование осуществляется за восемь тактов и включает три основных этапа, на которых определяется и кодируется:

- полярность входного сигнала;
- номер сегмента, в котором находится кодируемый отсчет;
- номер уровня квантования сегмента, в зоне которого заключена амплитуда кодируемого отсчета.

Первый этап кодирования осуществляется за первый такт, второй этап – за второй-четвертый такты и третий этап – за пятый-восьмой такты кодирования.

Рассмотрим численный пример кодирования. На вход 1 компаратора K нелинейного кодера поступает положительный отсчет с амплитудой $I_{отс} = 1365\delta_0$.

Первый такт. С выхода генератора передачи $ГО_{пер}$ на первый выход $ЦР$ поступает 1, а все остальные выходы $ЦР$ находятся в нулевом состоянии. Это вызывает подключение к входу 2 компаратора $ГЭТ_1$ положительной полярности. Так как $I_{отс} > 0$, то на выходе компаратора 3 появится 0 и состояние 1 на первом выходе $ЦР$ сохранится. Эта 1 с выхода $ЦР$ поступает на вход 1 УФ ИКМ. Следовательно, символ полярности $P=1$. На этом завершается первый этап кодирования.

Второй такт. С выхода генератора передачи $ГО_{пер}$ на второй выход $ЦР$ поступает 1, на выходе 1 $ЦР$ находится 1, выходы 3...8 $ЦР$ находятся в нулевом состоянии. В результате чего на выходе 1 блока компрессорной логики $КЛ$ появляется 1, которая управляет блоком коммутации эталонов $БКЭ$, и ко входу 2 компаратора подключается эталон $I_{эт4} = 128\delta_0$ (см. гл. 1, рис. 1.28). Так как $I_{отс} - I_{эт4} = 1365\delta_0 - 128\delta_0 = 1237\delta_0 > 0$, то на выходе 3 компаратора появляется 0. Состояния 1 на втором выходе $ЦР$ и первом выходе $КЛ$ сохранятся. С выхода $ЦР$ 1 поступает на вход 2 УФ ИКМ. Следовательно, первый символ кода сегмента $X=1$.

Третий такт. С выхода генератора передачи $ГО_{пер}$ на третий выход $ЦР$ поступает 1, выходы 4...8 $ЦР$ находятся в нулевом состоянии. В результате чего на выходе 2 блока компрессорной логики $КЛ$ появляется 1, которая управляет блоком коммутации эталонов $БКЭ$, и ко входу 2 компаратора подключается эталон $I_{эт6} = 512\delta_0$ (см. гл. 1, рис. 1.28), а эталон $I_{эт4} = 128\delta_0$ отключается. Так как $I_{отс} - I_{эт6} = 1365\delta_0 - 512\delta_0 = 853\delta_0 > 0$, то на выходе 3 компаратора появляется 0. Состояния 1 на третьем выходе $ЦР$ и на первом, втором выходах $КЛ$ сохранятся. Эта 1 с выхода $ЦР$ поступает на вход 3 УФ ИКМ. Второй символ кода сегмента $Y=1$.

Четвертый такт. С выхода генератора передачи $ГО_{пер}$ на четвертый выход $ЦР$ поступает 1, выходы 5...8 $ЦР$ находятся в нулевом состоянии. В результате чего на выходе 3 блока компрессорной логики $КЛ$ появляется 1, которая управляет блоком коммутации эталонов $БКЭ$, и ко входу 2 компаратора подключается эталон $I_{эт7} = 1024\delta_0$ (см. гл. 1, рис. 1.28), а эталон $I_{эт6} = 512\delta_0$ отключается. Так как $I_{отс} - I_{эт7} = 1365\delta_0 - 1024\delta_0 = 341\delta_0 > 0$, то на выходе 3 компаратора появляется 0. Состояния 1 на четвертом выходе $ЦР$ и на третьем выходе $КЛ$ сохранятся.

Состояние 1 сохраняется только на одном из восьми выходов (эталон-нов), соответствующего нижней границе сегмента. Этот же эталон подключается и ко входу 2 компаратора K от $ГЭТ_1$ и остается подключенным на все оставшееся время кодирования. С выхода $ЦР$ 1 поступает на вход 4 УФ ИКМ. Третий символ кода сегмента $Z=1$. На этом завершается второй этап кодирования.

Таким образом, за четыре такта формируются: символ полярности отсчета равный $P=1$, и три символа кода сегмента $X=1$, $Y=1$ и $Z=1$.

Третий этап кодирования – определение и кодирование номера уровня квантования сегмента, в пределах которого находится амплитуда отсчета $I_{отс}$. Таких уровней квантования в пределах каждого сегмента 16, и все они могут быть получены с помощью дополнительных эталонных значений (см. табл. 1.8). Для рассматриваемого примера отсчет находится в седьмом сегменте, для которого дополнительные эталонные значения равны $I_{эт4} = 512\delta_0$, $I_{эт3} = 256\delta_0$, $I_{эт2} = 128\delta_0$ и $I_{эт1} = 64\delta_0$, а шаг квантования для этого сегмента равен $\delta_7 = 64\delta_0$, где, напомним, δ_0 – шаг квантования нулевого (центрального) сегмента.

Пятый такт. С выхода генератора передачи $ГО_{пер}$ на пятый выход $ЦР$ поступает 1, выходы 6...8 $ЦР$ находятся в нулевом состоянии (2...4 – в состоянии 1). В результате чего на выходе 5 блока компрессорной логики $КЛ$ появляется 1, которая управляет блоком коммутации эталонов $БКЭ$, и ко входу 2 компаратора подключается эталон $I_{эт6} = 512\delta_0$. Сигнал на входе 2 компаратора равен $I_{эт7} + I_{эт4} = 1024\delta_0 + 512\delta_0 = 1536\delta_0$. Так как $I_{отс} - (I_{эт7} + I_{эт4}) = 1365\delta_0 - 1536\delta_0 = -171\delta_0 < 0$, то на выходе 3 компаратора появляется 1. Состояния 1 на пятом выходе $ЦР$ и на пятом выходе $КЛ$ заменятся на 0. Эталон $I_{эт4} = 512\delta_0$ от входа 2 компаратора отключается. С выхода $ЦР$ 0 поступает на вход 5 УФ ИКМ. Первый символ кода номера уровня квантования сегмента $A=0$.

Шестой такт. С выхода генератора передачи $ГО_{пер}$ на шестой выход $ЦР$ поступает 1, выходы 7...8 $ЦР$ находятся в нулевом состоянии (2...4 – в состоянии 1, а 5 – 0). В результате чего на выходе 6 блока компрессорной логики $КЛ$ появляется 1, которая управляет блоком коммутации эталонов $БКЭ$, и ко входу 2 компаратора подключается эталон $I_{эт5} = 256\delta_0$. Сигнал на входе 2 компаратора равен $I_{эт7} + I_{эт3} = 1024\delta_0 + 256\delta_0 = 1280\delta_0$. Так как $I_{отс} - (I_{эт7} + I_{эт3}) = 1365\delta_0 - 1280\delta_0 = 85\delta_0 > 0$, то на выходе 3 компаратора появляется 0. Состояние выходов $ЦР$ не изменяется. С выхода $ЦР$ 1 поступает на вход 6 УФ ИКМ. Следовательно, 2-й символ кода номера уровня квантования сегмента $B=1$.

Седьмой такт. С выхода генератора передачи $ГО_{пер}$ на седьмой выход

ЦР поступает 1, выход 8 *ЦР* находится в нулевом состоянии (2...4, 6 – в состоянии 1, а 5 – 0). В результате чего на выходе 7 блока компрессорной логики *КЛ* появляется 1, которая управляет блоком коммутации эталонов *БКЭ*, и ко входу 2 компаратора подключается эталон $I_{эт4} = 128\delta_0$. Сигнал на входе 2 компаратора равен $I_{эт7} + I_{эт3} + I_{эт2} = 1024\delta_0 + 256\delta_0 + 128\delta_0 = 1408\delta_0$. Так как $I_{отс} - (I_{эт7} + I_{эт3} + I_{эт2}) = 1365\delta_0 - 1408\delta_0 = -43\delta_0 < 0$, то на выходе 3 компаратора появляется 1. Эта 1 устанавливает 0 на седьмом выходе *ЦР*, отключается $I_{эт2}$ от входа 2 компаратора. С выхода *ЦР* 0 поступает на вход 7 *УФ ИКМ*. Следовательно, 3-й символ кода номера уровня квантования сегмента $C = 0$.

Восьмой такт. С выхода генератора передачи $ГО_{пер}$ на восьмой выход *ЦР* поступает 1, (2...4, 6 – в состоянии 1, а 5, 7 – 0). В результате чего на выходе 8 блока компрессорной логики *КЛ* появляется 1, которая управляет блоком коммутации эталонов *БКЭ*, и ко входу 2 компаратора подключается эталон $I_{эт1} = 64\delta_0$. Сигнал на входе 2 компаратора равен $I_{эт7} + I_{эт3} + I_{эт1} = 1024\delta_0 + 256\delta_0 + 64\delta_0 = 1344\delta_0$. Так как $I_{отс} - (I_{эт7} + I_{эт3} + I_{эт1}) = 1365\delta_0 - 1344\delta_0 = 21\delta_0 > 0$, то на выходе 3 компаратора появляется 0. Состояние символов на выходах *ЦР* и *КЛ* не изменяется. С выхода *ЦР* 1 поступает на вход 8 *УФ ИКМ*. Следовательно, 4-й символ кода номера уровня квантования сегмента $D = 1$.

Таким образом, за четыре такта формируются: символы кода номера уровня квантования отсчета 7-го сегмента: $A = 0, B = 1, C = 0, D = 1$. Преобразователь кода *ПК* формирует выходной *ИКМ* сигнал в последовательном виде 11110101. Ошибка квантования при этом равна $I_{эт7} = 1365\delta_0 - 1344\delta_0 = 21\delta_0$, что не превышает половины шага квантования седьмого сегмента.

Процесс формирования *ИКМ* сигнала принято называть аналогоцифровым преобразованием. Обратное цифро-аналоговое преобразование или декодирование, осуществляется декодером. Декодер осуществляет цифро-аналоговое преобразование кодовой комбинации в отсчеты *АИМ* сигнала соответствующей амплитуды и полярности. Структурная схема нелинейного декодера приведена на рис. 2.14.

Декодер содержит цифровой регистр *ЦР*, блок экспандирующей логики *ЭЛ*, блок коммутации эталонов *БКЭ* и два генератора эталонных токов $ГЭТ_1$ и $ГЭТ_2$ положительной и отрицательной полярности.

Принятый *ИКМ* сигнал, представляющий восьмиразрядную кодовую комбинацию, записывается в *ЦР* и в виде параллельного кода формируется на его выходах 1...8. Высший разряд, определяющий полярность отсчета, записывается на 8-м выходе, символы, определяющие код сегмента, записываются на 7, 6 и 5 выходах, символы кода номера уровня кванто-

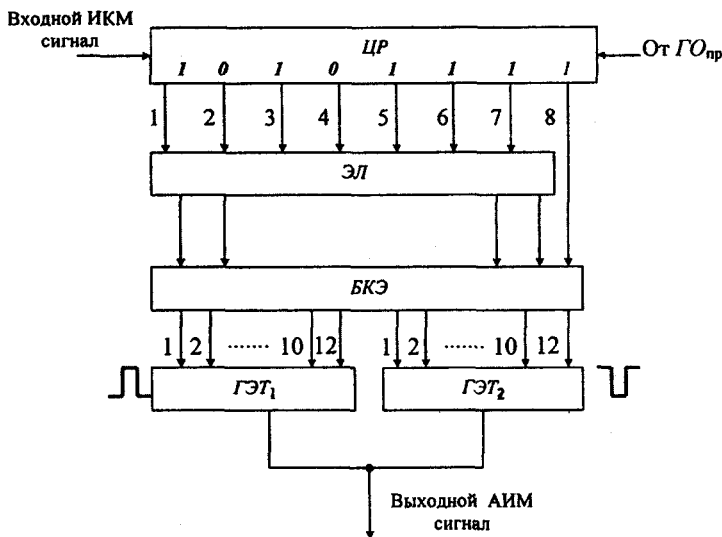


Рис. 2.14. Структурная схема нелинейного декодера

вания записываются на 4, 3, 2 и 1 выходах ЦР. В соответствии с принятой кодовой комбинацией осуществляется включение эталонных токов. Их суммарная величина и определяет амплитуду принимаемого отсчета. Необходимо отметить, что для уменьшения погрешности преобразования уровни квантования декодера смещены на половину шага квантования по отношению к уровням кодера. Для этого в БКЭ добавлен еще один, 12-й корректирующий эталон, равный 0,5 шага квантования соответствующего сегмента.

Рассмотрим пример декодирования ранее полученной кодовой комбинации 11110101. Эта кодовая комбинация записывается в ЦР. Символ на восьмом выходе ЦР определяет полярность отсчета. Так как на восьмом выходе ЦР появилась 1, то через блок коммутации эталонов БКЭ осуществляется подключение положительных эталонов ГЭТ₁. Так как на пятом-седьмом выходах ЦР записаны 1, то БКЭ во взаимодействии с блоком экспандерной логики ЭЛ подключают к ГЭТ₁ эталон, соответствующий нижней границе сегмента, равный $I_{\text{эт}10} = 1024\delta_0$. Так как на четвертом выходе ЦР записан 0, то следующий эталон ГЭТ₁ не будет подключен. Далее следует, что на третьем выходе ЦР записана 1, следовательно, к выходу ГЭТ₁ будет подключен эталон $I_{\text{эт}8} = 256\delta_0$. В результате на выходе ГЭТ₁ формируется ток $I_{\text{эт}} = I_{\text{эт}10} + I_{\text{эт}8} = 1024\delta_0 + 256\delta_0 = 1280\delta_0$. Если на втором

выходе ЦР записан 0, то следующий эталон пропускается. Если на первом выходе ЦР записана 1, то следующий эталон равный $I_{эт6} = 64\delta_0$, подключается к выходу декодера и амплитуда суммарного тока на выходе декодера будет равна $I_{эт} = I_{эт10} + I_{эт8} + I_{эт6} = 1024\delta_0 + 256\delta_0 + 64\delta_0 = 1344\delta_0$.

Для снижения шумов квантования, как отмечалось выше, при декодировании используется еще 12-й корректирующий эталон, равный половине шага квантования соответствующего сегмента $\delta_{\text{сег}}$, т.е. $I_k = 0,5\delta_{\text{сег}}$. Для приведенного примера шаг квантования седьмого сегмента равен $64\delta_0$, следовательно, общее суммарное значение тока АИМ сигнала на выходе кодера будет равно $I_{эт} = I_{эт10} + I_{эт8} + I_{эт6} + I_k = 1024\delta_0 + 256\delta_0 + 64\delta_0 + 32\delta_0 = 1378\delta_0$.

На вход кодера поступил отсчет с амплитудой $I_{отс} = 1365\delta_0$, сигнал на выходе декодера равен $I_{эт} = 1378\delta_0$, следовательно, искажения при кодировании-декодировании равны $I_{иск} = I_{отс} - I_{эт} = 1365\delta_0 - 1378\delta_0 = -13\delta_0$, что по абсолютной величине не превышает половины шага квантования.

2.4. Генераторное оборудование цифровых систем передачи

2.4.1. Общие принципы построения генераторного оборудования

Для работы функциональных блоков ЦСП с временным разделением каналов на всех этапах цифровой обработки сигналов, мультиплексирования и демultipлексирования цифровых потоков, формирования линейного цифрового сигнала, обеспечения синхронной работы оконечного оборудования требуются определенного вида управляющие сигналы, параметры которых строго регламентированы во времени. Формирование управляющих сигналов осуществляется *генераторным оборудованием* (ГО), которое выполняется отдельно для передающей ГО_{пер} и приемной ГО_{пр} частей оконечных станций.

Генераторное оборудование обеспечивает формирование и распределение импульсных последовательностей, управляющих процессами дискретизации, кодирования-декодирования, временного группообразования, ввода-вывода символов служебных сигналов на определенные позиции цикла передачи и т. д. От ГО необходимо получить импульсные последовательности со следующими основными частотами:

- частотой дискретизации F_d (обычно равной 8 кГц);
- тактовой частотой первичного цифрового потока (ПЦП), равной

$$f_T = 1/T_T = F_d m N_{\text{кн}},$$

где m – число элементов в кодовой комбинации, $N_{\text{кн}}$ – число канальных интервалов ПЦП и равной

$$f_{\tau} = F_{\text{д}} m N_{\text{ки}} = 8 \cdot 8 \cdot 32 = 2048 \text{ кГц};$$

– частотой следования кодовых комбинаций (канальных интервалов), равной $F_{\text{кк}} = 1/T_{\text{ки}} = F_{\text{д}} N_{\text{ки}} = f_{\tau} / m$;

– тактовыми частотами цифровых потоков более высокого порядка, получаемыми в результате объединения определенного числа цифровых потоков более низкого порядка.

Рассмотрим построение ГО первичной цифровой системы, для которой необходимые импульсные последовательности можно получить путем деления тактовой частоты, получаемой от высокостабильного автономного задающего генератора ЗГ с относительной нестабильностью не хуже $\pm 10^{-6}$ (рис. 2.15). На выходе ЗГ формируется гармонический высокостабильный сигнал с частотой, обычно равной или кратной тактовой частоте f_{τ} . Формирователь тактовой последовательности ФТП вырабатывает основную последовательность импульсов с частотой следования f_{τ} . Импульсы тактовой последовательности используются при выполнении операций кодирования и декодирования, формирования и обработки линейного цифрового сигнала.

Делитель разрядный ДР формирует m импульсных последовательностей $P_1, P_2 \dots P_m$. Число разрядных импульсов, формируемых ДР, равно числу разрядов кодовой комбинации, а частота их следования для $m = 8$ равна $F_{\text{к}} = f_{\tau} / m = 2048 / 8 = 256 \text{ кГц}$. Импульсные последовательности с выхода ДР используются для правильного определения каждого разряда кодовой комбинации, при выполнении операций кодирования и декодирования, а также при формировании группового ИКМ сигнала, когда необходимо выделить временные интервалы для передачи соответствующих позиций синхроимпульсов, сигналов управления и взаимодействия и различного вида сервисных сигналов.

Делитель канальный ДК формирует управляющие каналные импульсы последовательности $KI_0, KI_1 \dots KI_{N-1}$. Частота следования KI равна частоте дискретизации $F_{\text{д}}$.

Делитель цикловой ДЦ служит для формирования цикловых импульсных последовательностей $C_0, C_1 \dots C_{k-1}$, где k – число циклов в сверхцикле. Для $k = 16$ частота следования цикловых импульсов равна $F_{\text{ц}} = F_{\text{д}} / k = 8000 / 16 = 500 \text{ Гц}$.

Обычно предусматривается несколько режимов работы генераторного оборудования оконечных станций:

– внутренней синхронизации, при котором осуществляется работа от местного высокостабильного автономного ЗГ (рис. 2.15);

– внешнего запуска, при котором осуществляется работа от внешнего задающего генератора ВЗГ;

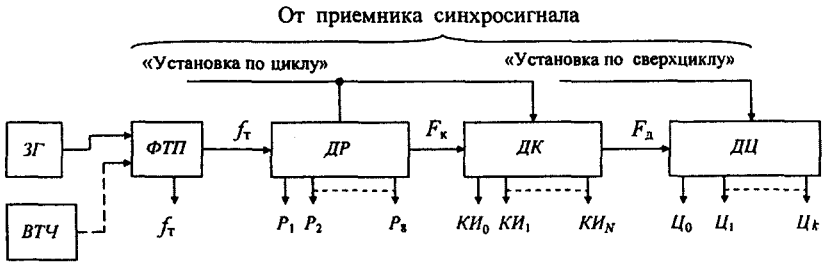


Рис. 2. 15. Структурная схема ГО передачи

– внешней синхронизации, при котором осуществляется подстройка частоты местного ЗГ с помощью фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ), управляемой внешним сигналом.

Наличие установочных входов обеспечивает (при необходимости) возможность подстройки ГО данной станции к работе ГО другой станции, выбранной за ведущую станцию. Как следует из рис. 2.15, формирование необходимых последовательностей импульсов реализуется делением частоты. Временные диаграммы работы ГО с использованием делителей частоты приведены на рис. 2.16. На вход делителя разрядных импульсов ДР от формирователя тактовой последовательности поступает периодическая последовательность импульсов. ДР формирует восемь разрядных импульсов $P_1 \dots P_8$. Каждый разрядный импульс сдвинут относительно следующего на тактовый интервал. Интервал следования одноименных разрядных импульсов равен $T_p = 8T_T$. На рис. 2.16,а показано положение импульсных последовательностей $P_1 \dots P_8$ относительно тактовых. Из любой последовательности P_i формируются управляющие последовательности KI_0, KI_1, KI_{N-1} , определяющие границы каналных интервалов и их временное положение. Расположение KI относительно разрядных импульсов и тактовой последовательности также видно из рис. 2.16,а. На рис. 2.16,б показано расположение импульсов управляющих последовательностей $Ц_0$ и $Ц_i$ относительно последовательностей $KI_0 \dots KI_{N-1}$, а на рис. 2.16,в – взаимное расположение циклов $Ц_0 \dots Ц_{k-1}$ в сверхцикле.

Схема ГО приема отличается от схемы ГО передачи следующими особенностями, обеспечивающими работу ГО приема синхронно и синфазно с ГО передачей. Во-первых, импульсная последовательность с тактовой частотой f_T будет поступать на вход ДР не от ЗГ, а от выделителя тактовой частоты – ВТЧ. Во-вторых, установка ГО приема по циклу и по сверхциклу осуществляется с помощью сигналов, поступающих от приемника синхросигнала, о чем будет сказано ниже.

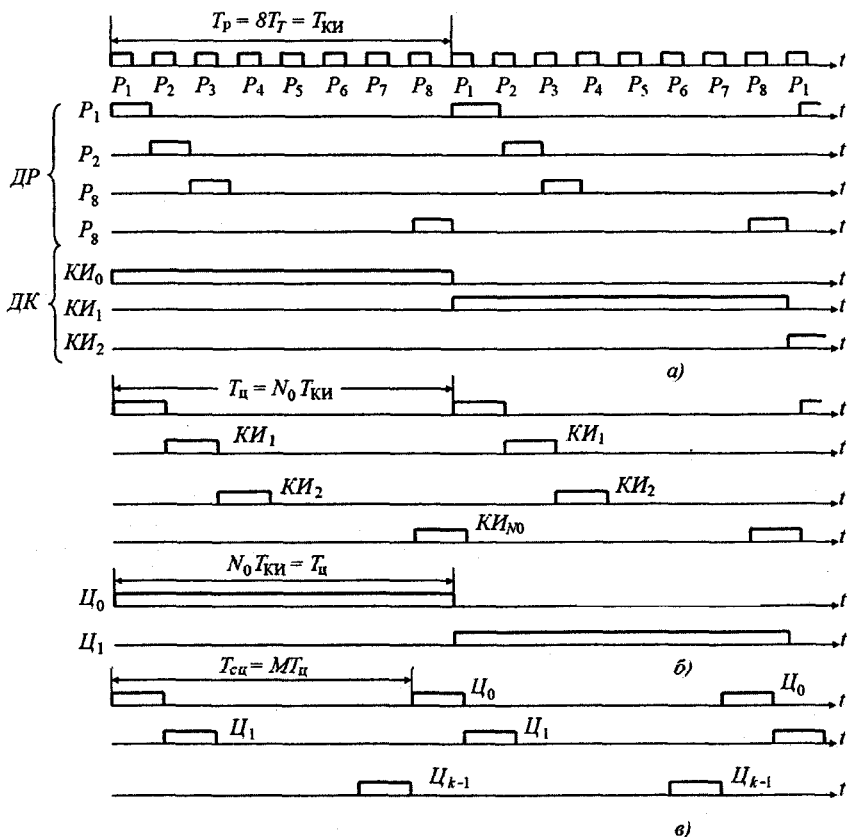


Рис. 2.16. Временные диаграммы работы генераторного оборудования

2.4.2. Задающие генераторы

Основным требованием, предъявляемым к задающим генераторам (ЗГ) ЦСП, является стабильность частоты. В то же время они должны иметь возможность перестройки частоты в определенных пределах. Выполнение противоречивых требований обеспечения стабильности частоты ЗГ (в режиме автогенерации) и реализации определенной перестройки учитывается при выборе соответствующей схемы ЗГ. Относительная нестабильность частоты ЗГ должна быть не выше 10^{-5} , и поэтому в схемах ЗГ для стабилизации частоты используются кварцевые резонаторы (КР). Частота

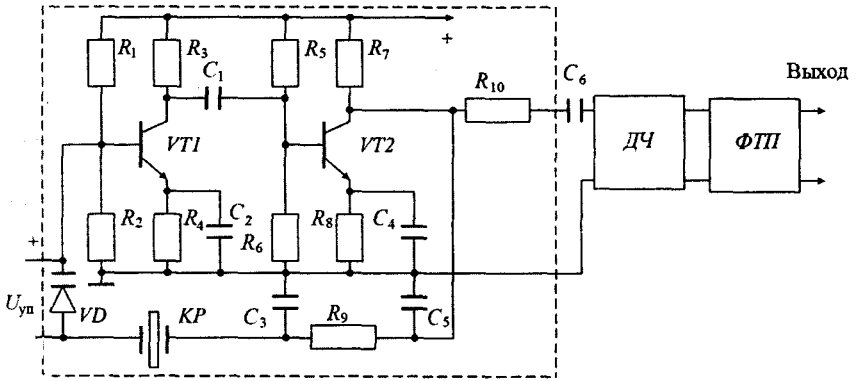


Рис. 2.17. Принципиальная схема ЗГ на транзисторах

ЗГ выбирается в целое число большей, чем тактовая частота f_T . Так, например, ЗГ аппаратуры формирования первичного цифрового потока типа ИКМ-30 вырабатывает гармоническое колебание с частотой $f_{гр} = 8192$ кГц. Выбор частоты генерации, в 4 раза превышающей тактовую частоту потока, позволяет осуществить почти оптимальное построение ЗГ. В схему ЗГ входят делитель частоты (ДЧ) и формирователь тактовой последовательности (ФТП). В настоящее время ЗГ цифровых систем передачи реализуются как на дискретных (рис. 2.17), так и на логических элементах (рис. 2.18).

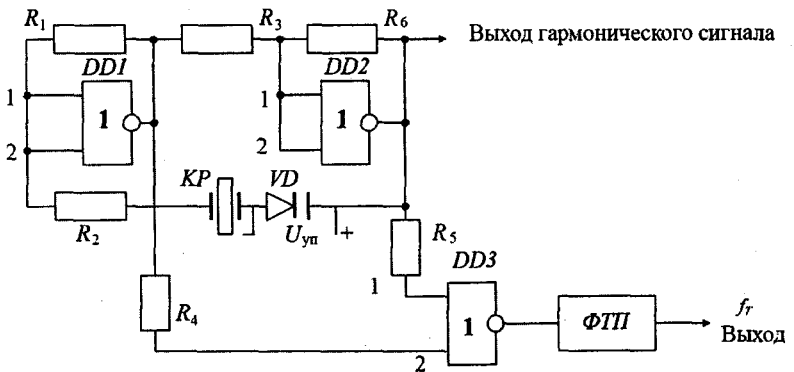


Рис. 2.18. Функциональная схема ЗГ на логических элементах

Схема ЗГ (рис. 2.17) представляет двухкаскадный усилитель с положительной обратной связью, в состав которого входит кварцевый резонатор *KP*. Режим по постоянному току первого каскада обеспечивается резисторами $R_1 \dots R_4$, второго – резисторами $R_5 \dots R_6$. Для изменения частоты ЗГ в заданных пределах включен варикап *VD*, управляемый напряжением $U_{уп}$, которое может изменяться или регулироваться устройством фазовой автоподстройки частоты при работе ЗГ в режиме внешней синхронизации.

Схема ЗГ (рис. 2.18) состоит из трех инверторов *DD1...DD3*, сопротивлений R_1 и R_5 обеспечивают перевод элементов *D1* и *D2* в активный режим. Длительность импульсов можно менять подборкой резисторов R_1 и R_6 , сопротивления которых совместно с входной емкостью элемента *DD3* образуют цепь временной задержки. Подстройка частоты осуществляется управляемым варикапом *VD*.

Учитывая, что ЗГ должен работать в режиме как автогенерации, так и внешнего управления частотой в схеме предусматривается возможность переключения режимов. На рис. 2.19 представлена схема задающего генератора, включающая в себя автогенератор с кварцевой стабилизацией, собственно ЗГ и схему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), состоящей из фазового детектора – ФД, фильтра нижних частот – ФНЧ и усилителя постоянного тока, формирующих сигнал управления перестройкой частоты ЗГ.

В режиме автогенерации устанавливаются переключки 1 – 2, 4 – 6, а в режиме внешней подстройки частоты – переключки 2 – 3, 4 – 6 и 7 – 8. При этом в работу включается схема ФАПЧ, которая сравнивает фазы внешней частоты синхронизации и собственной частоты ЗГ. Если имеют-

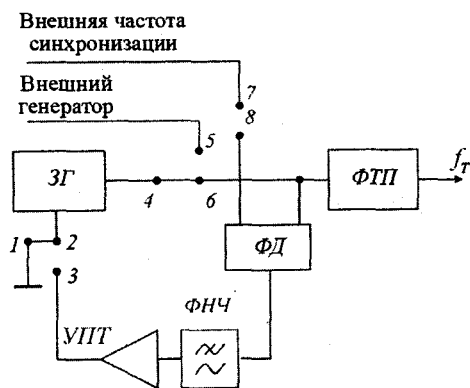


Рис. 2.19. Схема ЗГ с фазовой автоподстройкой частоты

ся расхождения фаз этих частот, то вырабатывается соответствующий управляющий сигнал, и частота $3Г$ подстраивается под частоту синхронизации.

В режиме использования внешнего генератора устанавливается переключатель 5 – 6. Работа схемы от местного генератора и работа от внешнего генератора совершенно одинаковы.

В режиме внешней синхронизации схема работает следующим образом: устанавливается переключатель 7 – 8; частота местного $3Г$ и частота от внешнего генератора поступают на фазовый детектор $ФД$ на выходе которого образуется разностный сигнал; $ФНЧ$ выделяет постоянную составляющую этого сигнала, величина которой пропорциональна расхождению частот воздействующих на него сигналов; сигнал с выхода $ФНЧ$ усиливается $УПТ$, на выходе которого формируется сигнал напряжением $U_{уп}$, управляющий перестройкой частоты $3Г$ (воздействуя, к примеру, на варикап).

2.4.3. Делители частоты

Схемы делителей различного назначения (разрядных, канальных, циклов и сверхциклов) легко реализуются на основе счетчиков, регистров, дешифраторов и других логических схем.

Функциональная схема делителя разрядов $ДР$ (для $m = 8$) с использованием трехразрядного двоичного счетчика на триггерах $T_{z1}...T_{z3}$ показана на рис. 2.20,а.

Реализовать такой $ДР$ можно и применением кольцевого счетчика из восьми триггеров $T_{z1}...T_{z8}$, рис. 2.20,б. Аналогичным образом можно построить и другие делители. На практике более широкое распространение получил первый вариант, который для своей реализации требует меньшего числа триггеров.

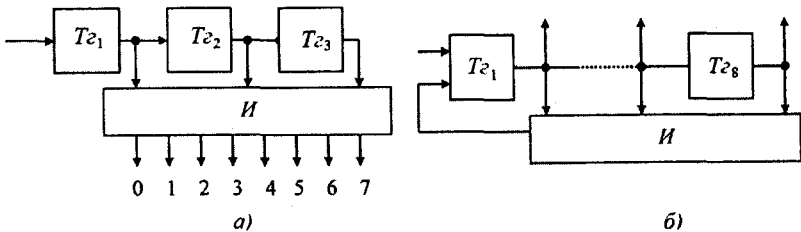


Рис. 2.20. Функциональные схемы делителей разрядов

Вопросы для самоконтроля

1. Назовите основные способы снижения затухания при дискретизации аналоговых сигналов.
2. В чем сущность резонансного способа дискретизации?
3. Процесс кодирования в кодерах последовательного счета. Достоинства и недостатки кодеров последовательного счета.
4. Процесс кодирования в линейных кодерах поразрядного кодирования или взвешивающего типа.
5. Назначение инверторов DD_1 и DD_2 линейного кодера взвешивающего типа для двухполярных сигналов. Назначение устройства формирования ИКМ сигнала.
6. Назначение компандерной логики в схеме нелинейного кодера.
7. Назначение экспандерной логики в схеме нелинейного декодера.
8. Изобразите структурную схему цифрового регистра или преобразователя последовательного кода в параллельный.
9. На вход нелинейного кодера поступает АИМ-2 сигнал с амплитудой – 1018δ. Определить структуру кодовой комбинации на выходе нелинейного кодера.
10. На вход нелинейного декодера поступает ИКМ сигнал вида 00111101. Определите амплитуду АИМ-2 отсчета на выходе нелинейного декодера.
11. Сформулируйте основные требования к генераторному оборудованию ЦСП.
12. Укажите назначение основных элементов структурной схемы генераторного оборудования ЦСП.
13. Поясните работу схемы задающего генератора, изображенного на рис. 2.16.
14. Поясните работу схемы задающего генератора, изображенного на рис. 2.17.
15. Разработайте функциональную схему $3Г$ с использованием двух инверторов.
16. На примере схемы рис. 2.18 поясните режимы работы генераторного оборудования.
17. Попытайтесь изобразить временные диаграммы работы схемы в режиме внешней синхронизации.
18. Изобразите функциональную схему $ДК$ для формирования канальных последовательностей импульсов с использованием кольцевого счетчика.
19. Изобразите функциональную схему $ДК$ для формирования канальных последовательностей импульсов с использованием соответствующего разрядного счетчика.

Глава 3. Временное группообразование или мультиплексирование в ЦСП ИКМ-ВРК

3.1. Иерархии и стандарты ЦСП ИКМ-ВРК

Цифровые системы передачи, используемые на телекоммуникационных сетях, строятся на основе определенной иерархии, которая должна удовлетворять следующим основным требованиям:

- передача по каналам и трактам ЦСП всех видов аналоговых, дискретных и цифровых сигналов;
- кратность скоростей обработки и передачи сигналов на различных ступенях иерархии;
- возможность достаточно простого объединения, разделения, выделения и транзита передаваемых цифровых потоков;
- выбор параметров ЦСП с учетом характеристик существующих и перспективных направляющих систем;
- возможность взаимодействия ЦСП с аналоговыми системами передачи и различными системами коммутации.

Формирование ЦСП осуществляется на основе объединения цифровых потоков низкого порядка, называемых *компонентными*, в единый цифровой поток, который называется групповым, или *агрегатным*. Для рационального построения ЦСП необходимо, чтобы число каналов тональной частоты, на которое они рассчитываются, было бы кратным стандартному числу. Сущность любого объединения заключается в том, что информация, содержащаяся в компонентных потоках, записывается в запоминающее устройство, а затем поочередно считывается в моменты, отводимые ей в агрегатном потоке.

Различают объединение

- *синфазно-синхронных* или *изохронных* цифровых сигналов, которые обладают одной и той же тактовой частотой и одной и той фазой;
- *синхронных* или *мезохронных* цифровых сигналов, которые обладают одной и той же тактовой частотой, но различными фазами;
- *плезиохронных* или *асинхронных* сигналов, которые обладают в среднем одной и той же частотой, но возможны изменения тактовой частоты в некоторых пределах.

Объединение изохронных потоков особых проблем не вызывает. При-

мером такого объединения является формирование первичных цифровых потоков, где компонентными цифровыми потоками являются потоки основного цифрового канала. При объединении синхронных потоков, скорости которых совпадают, но начала их отсчетов произвольно смещены друг относительно друга, необходимо вводить в агрегатный (объединенный) поток специальный *синхросигнал*, указывающий порядок объединения: после синхросигнала передается информация первого компонентного потока, затем – второго и т.д.

В наиболее общем случае объединения асинхронных (плезихронных) компонентных потоков в агрегатный помимо синхросигнала, указывающего порядок объединения, вводится служебная информация, обеспечивающая необходимое согласование объединяемых потоков.

Операции разделения потоков являются обратными операциям объединения: информация агрегатного потока записывается в запоминающие устройства, соответствующие компонентным потокам, а затем считывается со скоростями компонентных потоков. При формировании объединенного – агрегатного-цифрового сигнала возможны такие способы объединения цифровых потоков:

- посимвольное или по разрядам: вначале считывается и передается первый разряд первого компонентного потока, затем – второго и т.д.; после считывания первого разряда последнего компонентного потока считывается второй разряд первого потока, т. е. цикл повторяется (рис. 3.1);
- по группе символов, например, в агрегатном потоке можно вначале передать все символы, относящиеся к каналу (поканальное объединение) или циклу передачи (посистемное объединение) первого потока, затем – такую же группу символов второго потока и т. д. (рис. 3.2).

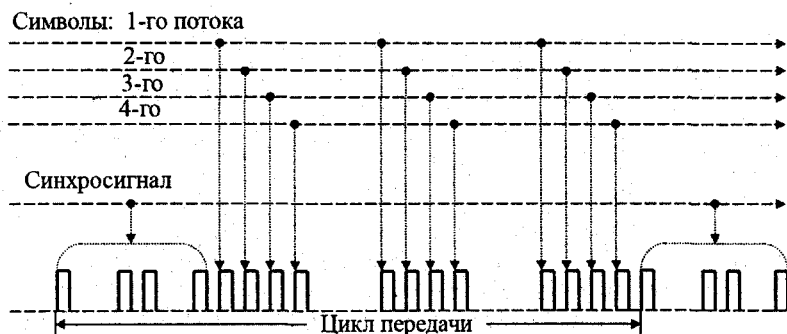


Рис. 3.1. Структура цикла передачи цифровых систем передачи с посимвольным объединением цифровых потоков

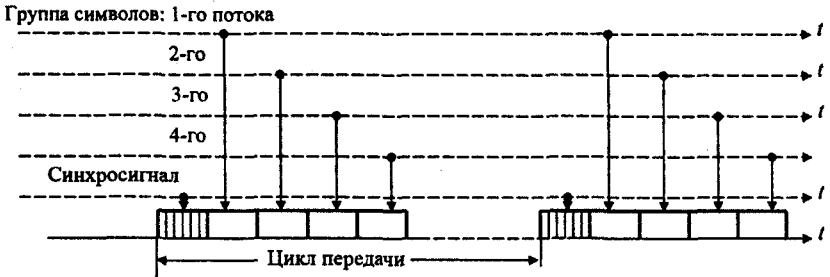


Рис. 3.2. Структура цикла системы передачи с поканальным объединением цифровых потоков

При посимвольном объединении импульсы цифровых сигналов объединяемых потоков укорачиваются и распределяются во времени так, чтобы в освободившихся интервалах могли разместиться вводимые импульсы других потоков.

При поканальном или системном объединении цифровых потоков сужаются и распределяются во времени интервалы, отводимые для кодовых групп или циклов. Синхросигнал необходим для правильного распределения цифровых потоков на приемном конце.

В настоящее время приняты два вида иерархии ЦСП:

- плезиохронная цифровая иерархия (ПЦИ) или Plesiochronous Digital Hierarchy (PDH), где принято посимвольное объединение цифровых потоков;

- синхронная цифровая иерархия (СЦИ) или Synchronous Digital Hierarchy (SDH), использующая побайтное объединение (в агрегатном цифровом потоке последовательно передаются байты – восьмиразрядные группы символов объединяемых потоков). Такой способ объединения определяется тем, что в системах передачи СЦИ используется элементная база, общая с элементной базой быстродействующих ЭВМ, в которых обработка информации осуществляется побайтно.

Иерархический принцип построения ЦСП позволяет унифицировать каналобразующее оборудование, упростить процессы производства, внедрения и технической эксплуатации соответствующего оборудования и в целом повысить технико-экономические показатели телекоммуникационных систем и сетей.

При построении ЦСП в качестве исходного используется сигнал основного цифрового канала ОЦК (или DSO – Digital Signal of level 0) со скоростью 64 кбит/с.

3.2. Объединение цифровых потоков в плезиохронной цифровой иерархии

Плезиохронная цифровая иерархия включает в себя три стандарта скоростей, сложившихся к началу 80-х годов прошлого века.

Первый стандарт, называемый североамериканским (принятый в США и Канаде), где скорость первичного цифрового потока ПЦК (или DS1 – Digital Signal of level 1) была выбрана равной 1544 кбит/с, соответствующая 24 DS0 (ОЦК).

Второй стандарт, принятый в Японии, использует ту же скорость первичного цифрового потока, что и североамериканский стандарт, т. е. DS1.

В третьем стандарте, принятом в Европе и Южной Америке, скорость первичного цифрового потока (ПЦК) была выбрана равной 2048 кбит/с, соответствующей 32 ОЦК. Фактически используется 30 ОЦК плюс два канала (СУВ и цикловой синхронизации) со скоростью передачи 64 кбит/с.

Первый стандарт ПЦИ включает в себя следующую последовательность скоростей: 1544 (или DS1) – 6312 (или DS2) – 44736 (или DS3) – 274176 (или DS4) кбит/с (округленно: 1,5 – 6 – 45 – 274 Мбит/с). Такая последовательность соответствует ряду коэффициентов мультиплексирования: $n = 24$ для формирования сигнала DS1 из 24 сигналов DS0, $m = 4$ для формирования сигнала DS2 из 4 сигналов DS1, $l = 7$ для формирования сигнала DS3 из 7 сигналов DS2 и $k = 6$ для формирования сигнала DS4 из 6 сигналов DS3. Данный стандарт ПЦИ позволяет организовать 24, 96, 672 и 4032 канала DS0 (или ОЦК). Цифровые сигналы уровней DS1 – DS2 – DS3 – DS4 обычно называют первичным цифровым каналом (поток) – ПЦК(П), вторичным цифровым каналом (поток) – ВЦК(П), третичным цифровым каналом (поток) – ТЦК(П) и четверичным цифровым каналом (поток) – ЧЦК(П) соответственно.

Второй стандарт ПЦИ, порожденный скоростью 1544 кбит/с, давал последовательность 1544 (или DS1) – 6312 (или DS2) – 32064 (или DSJ3) – 97728 (или DSJ4) кбит/с (ряд приближенных величин составляет 1,5 – 6 – 32 – 98 Мбит/с). Коэффициенты мультиплексирования для данного стандарта соответственно равны $n = 24$, $m = 4$, $l = 5$, $k = 3$. Указанная иерархия позволяет организовать 24, 96, 480 и 1440 каналов DS0 (или ОЦК). Здесь сигналы DSJ3 и DSJ4 называются цифровыми каналами (или потоками) 3-го и 4-го уровней японской ПЦИ.

Третий стандарт ПЦИ, основанный на скорости 2048 кбит/с, порождает последовательность 2048 (или E1: первичный цифровой канал (поток) – 8448 (или E2: вторичный цифровой канал (поток) – 34368 (или E3: тре-

тичный цифровой канал-поток) – 139264 (или E4: четверичный цифровой канал (поток) – 564992 (или E5: пятиричный цифровой канал (поток) кбит/с или приблизительно 2 – 8 – 34 – 140 – 565 Мбит/с, что соответствует коэффициентам мультиплексирования, равным $n = 30$, $m = 1$ и $k = 4$. Этот стандарт называется европейским и позволяет передавать соответственно 30, 120, 480, 1920 и 7680 ОЦК, что обычно ассоциируется с названием цифровых систем передачи типа ИКМ-30 (или поток E1), ИКМ-120 (поток E2), ИКМ-480 (поток E3) и ИКМ-1920 (поток E4). Схема мультиплексирования цифровых потоков ПЦИ различных стандартов представлена на рис. 3.3.

Параллельное развитие трех различных стандартов ПЦИ сдерживало развитие глобальных телекоммуникационных сетей, и поэтому Международным Союзом Электросвязи по телекоммуникациям (МСЭ-Т) были сделаны шаги по их унификации и возможному объединению.

В результате был разработан стандарт, согласно которому:

1) стандартизованы три первых уровня первого стандарта ПЦИ (DS1-DS2-DS3), четыре уровня второго стандарта (DS1-DS2-DSJ3-DSJ4) и четыре уровня третьего стандарта ПЦИ (E1-E2-E3-E-4) в качестве основных при построении цифровых систем передачи на основе ИКМ и временного разделения каналов;

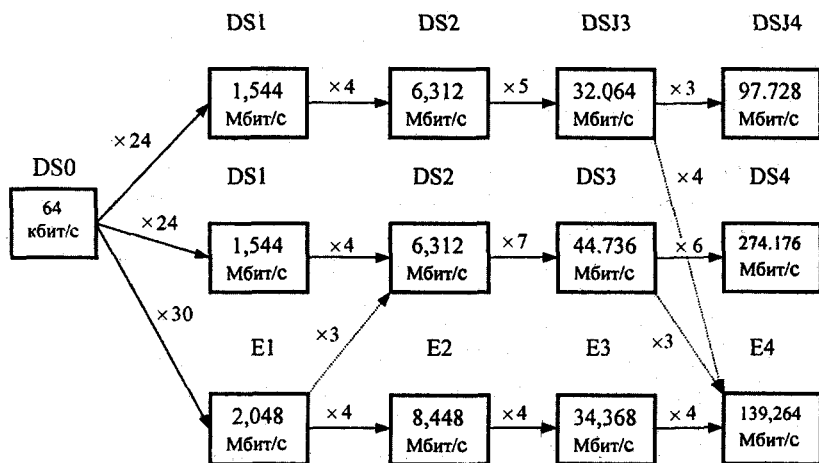


Рис. 3.3. Схема мультиплексирования (—) и кросс-мультиплексирования (---) в североамериканском (САС), японском (ЯС) и европейском (ЕС) стандартах ПЦИ

2) рекомендованы схемы кросс-мультиплексирования стандартов, например из третьего стандарта в первый (с первого на второй уровень) и обратно (с третьего на четвертый уровень), что и показано на рис. 3.3 (коэффициенты мультиплексирования показаны на линиях связи блоков, представляющих скорости передачи);

3) сохранена ветвь 32064...97728 кбит/с (округленно 32...98 Мбит/с) во втором стандарте, т.е. уровни DSJ3 и DSJ4, параллельные уровням DS3 в первом стандарте и E4 в третьем стандарте.

Уровень DSJ3 фактически соответствует уровню E3, что облегчает кросс-мультиплексирование со второго уровня на третий.

Поскольку основу ПЦИ составляют первичные потоки E1 и DS1, рассмотрим их временную структуру или временной спектр.

3.2.1. Построение цикла первичного цифрового потока E1

Первичный цифровой поток построен на основе сверхциклов, циклов, канальных интервалов (КИ) и тактовых интервалов (ТИ). Канальный интервал – время, в течение которого передается один закодированный отсчет, тактовый интервал – время, в течение которого передается один разряд (символ) кода – нуль и единица (обозначение 0/1 соответствует передаче в данном тактовом интервале случайного сигнала).

Сверхцикл передачи (СЦ) соответствует минимальному интервалу времени, за который передается один отсчет каждого из сигнальных (СК) и каналов передачи аварийной сигнализации (потеря сверхцикловой или цикловой синхронизации).

Совокупность 32 канальных интервалов образует цикл передачи Ц, длительность которого $T_{ц}$ равна 125 мкс и соответствует периоду дискретизации $T_{д}$. 16 циклов первичного цифрового потока (с C_0 по C_{15}), в течение которых передаются сигналы управления и взаимодействия (СУВ) тридцати телефонных каналов, составляют сверхцикл СЦ, длительность которого $T_{сц} = 2$ мс.

Каждый цикл, как отмечено выше, подразделяется на 32 канальных интервала длительностью $T_{ки} = 3,906$ мкс. Из них 30 интервалов ($КИ_1 - КИ_{15}$ и $КИ_{17} - КИ_{31}$) отводятся для передачи сигналов по основному цифровому каналу (ОЦК). Каждый КИ состоит из восьми разрядных интервалов – РИ – 1, 2, 3, ..., 7, 8, длительность которых $T_p = 488$ нс. Половина разрядного интервала может быть занята передачей единицы – прямоугольного импульса длительностью $T_{и} = 244$ нс. При передаче нуля импульс в разрядном интервале отсутствует. Интервалы $КИ_0$ в четных циклах предназначаются для передачи циклового синхросигнала – ЦСС, имеющего вид

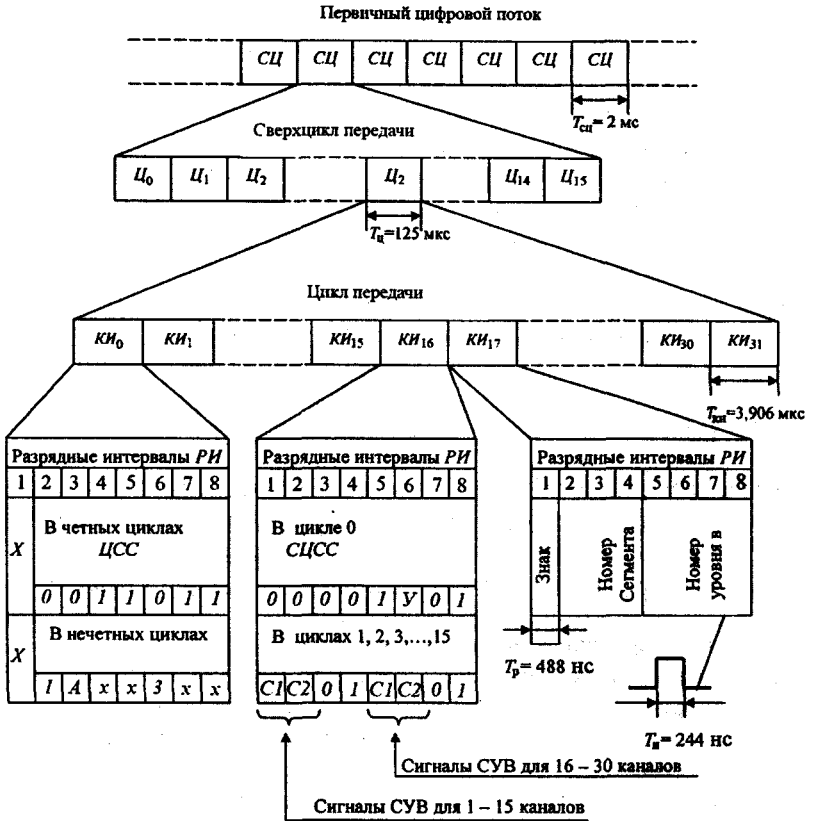


Рис. 3.4. Структура цикла и сверхцикла первичного цифрового потока Е1

0011011 и занимающего разрядные интервалы 2 – 8. В 1-м разрядном интервале X всех циклов передается информация постоянно действующего канала передачи дискретной информации (ПДИ). В нечетных циклах 3-й (A) и 6-й (z) разрядные интервалы используются для передачи информации о потере цикловой синхронизации (*Авария ЦС*) и контроля снижения остаточного затухания каналов (*Ост. затухание*) до значения, при котором в них может возникнуть самовозбуждение. Разрядные интервалы 4, 5, 7 и 8 являются свободными (x), их занимают единичными сигналами для улучшения работы выделителей тактовой частоты.

В интервале $КИ_{16}$ нулевого цикла ($Ц_0$) передается сигнал сверхцикло-вой синхронизации вида 0000 (1 – 4-разрядные интервалы), а также сиг-

нал о потере сверхцикловой синхронизации (6-й разрядный интервал $У - Авария СЦС$). Остальные три разрядных интервала свободны (x). В канальном интервале $КИ_{16}$ остальных циклов ($Ц_1 - Ц_{15}$) передаются сигналы управления и взаимодействия ($СУВ$) приборами АТС, причем в $Ц_1 - Ц_{15}$ на позициях 1-го и 2-го разрядных интервалов передаются сигналы 1 - 15 каналов тональной частоты, на позициях 5-го и 6-го интервалов передаются сигналы для 17 - 31 каналов и т. д. Разрядные интервалы 3, 4, 7 и 8 свободны, но могут быть использованы для организации сервисных каналов различного назначения.

В цикле размещается $32 \times 8 = 256$ символов или $N_6 = 32$ байта. Скорость цифрового потока, в самом общем случае, может быть рассчитана по формуле

$$C = 0,064 \cdot N_6, \text{ Мбит/с.} \quad (3.1)$$

Для потока Е1 скорость равна

$$C_{E1} = 0,064 \cdot N_6 = 0,064 \cdot 32 = 2,048 \text{ Мбит/с.}$$

3.2.2. Построение цикла первичного цифрового потока DS1

Структура первичного цифрового потока DS1 представлена на рис. 3.5.

Цикл содержит 24 восьмиразрядных канальных интервала $КИ$ и один дополнительный символ в конце каждого цикла. Этот символ, принимая

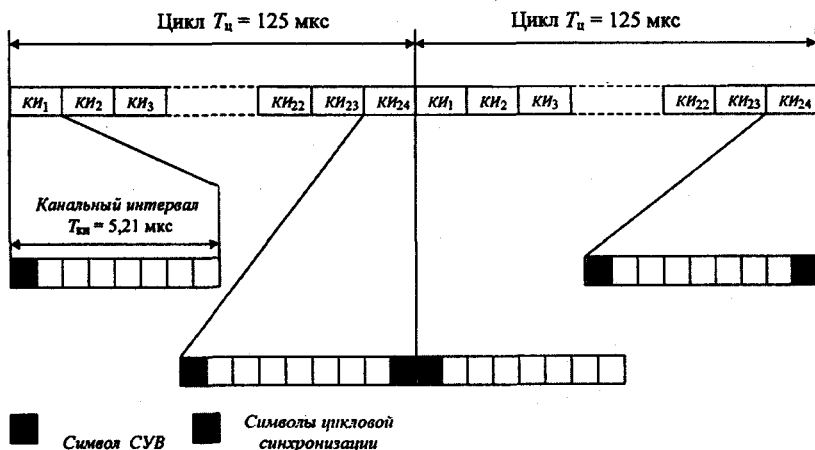


Рис. 3.5. Структура цикла первичного цифрового потока DS1

поочередно в последовательных циклах значения 1 и 0 образует распределенный цикловой синхросигнал (ЦСС) 1010101 ... Из сказанного следует, что в цикле размещается $24 \times 8 + 1 = 193$ символа, или 24,125 байта с общей длительностью $T_{ц} = 125$ мкс. Для потока DS1 скорость передачи равна

$$C_{DS1} = 0,064 \cdot N_6 = 0,064 \cdot 24,125 = 1,544 \text{ Мбит/с.}$$

Первый разряд каждого из 24 КИ используется для образования канала передачи сигналов управления и взаимодействия; причем для создания двух сигнальных каналов, предназначенных для обслуживания одного телефонного канала, упомянутый разряд переносит информацию, например, первого сигнального канала в четных циклах, а второго сигнального канала – в нечетных циклах. В дальнейшем будет рассматриваться объединение цифровых потоков для европейского стандарта ПЦИ.

3.3. Асинхронное объединение цифровых потоков

3.3.1. Временные сдвиги и неоднородности. Согласование скоростей

При объединении компонентные цифровые потока записываются в запоминающее устройство (ЗУ) с частотой записи f_z , а затем считываются, образуя агрегатный цифровой поток с частотой считывания $f_{сч}$, кратной тактовой частоте агрегатного цифрового потока. Естественно, что скорость записи равна скорости поступления входного потока, а скорость считывания – скорости его передачи в агрегатном потоке. Как было сказано ранее, при асинхронном объединении скорости записи компонентных потоков различны, а скорость считывания одинакова для всех потоков.

Механизм записи и считывания цифровых потоков может быть проиллюстрирован на примере бассейна, в который вода поступает по одной трубе, а вытекает по другой. При этом, если скорость C_1 , с которой вода поступает в бассейн, больше скорости C_2 , с которой она вытекает, то через некоторое время, пропорциональное разности этих скоростей, бассейн переполнится. Для поддержания постоянства уровня воды в бассейне достаточно ввести дополнительную трубу, по которой вода вытекает со скоростью $C = C_1 - C_2$. Если $C_1 < C_2$, то для постоянства уровня воды в бассейне достаточно ввести в трубу, по которой вода вытекает из бассейна, периодически закрываемую заслонку.

Аналогичное происходит в ЗУ: если скорость записи больше скорости считывания, то для того чтобы ЗУ не переполнилось, необходимо периодически производить дополнительное считывание со скоростью, пропорциональной разности скоростей записи и считывания, а считанную при

этом информацию передавать по специальному дополнительному каналу. Если скорость записи меньше скорости считывания, то для того чтобы ЗУ не опустошалось, необходимо периодически производить запрет считывания, т.е. вводить в считанный цифровой поток информационные пустоты – вставки (или стаффинг). Очевидно, что информация, передаваемая по дополнительному каналу, так же как и информационные пустоты, должны поступать в приемную часть оборудования временного группообразования или мультиплексирования в сопровождении специальных команд. Рассмотренный процесс называется *согласованием скоростей*, причем если скорость записи превышает скорость считывания, то процесс называется *отрицательным согласованием скоростей*, а если скорость записи меньше скорости считывания – *положительным согласованием скоростей*.

Рассмотрим более подробно процесс согласования скоростей. Из-за различия скоростей записи и считывания образуется временной интервал (ВИ) между моментами записи и считывания, который изменяется после каждого считывания на величину

$$\Delta\tau = T_3 - kT_{сч}, \quad (3.2)$$

где $T_3 = 1/f_3$ и $T_{сч} = 1/f_{сч}$ – периоды записи и считывания соответственно; $k = \text{ent } T_3 / T_{сч}$ – округленное до ближайшего целого отношение периода записи к периоду считывания.

В свою очередь,

$$f_{3.н} - f_{3.н} \delta_{f_3} \leq f_3 \leq f_{3.н} + f_{3.н} \delta_{f_3}, \quad (3.3)$$

$$f_{сч.н} - f_{сч.н} \delta_{f_{сч}} \leq f_{сч} \leq f_{сч.н} + f_{сч.н} \delta_{f_{сч}}, \quad (3.4)$$

где $f_{3.н}$, $f_{сч.н}$ – номинальные частоты записи и считывания соответственно; δ_{f_3} , $\delta_{f_{сч}}$ – относительная нестабильность частот записи и считывания соответственно.

Если $\Delta\tau < 0$, то ВИ между моментами записи и считывания увеличивается до тех пор, пока не достигнет максимального значения, которое находится в пределах $T_{сч} - \Delta\tau$ до $T_{сч}$. При следующем считывании этот интервал окажется минимальным в пределах от 0 до $\Delta\tau$, а в считанной последовательности произойдет *отрицательный временной сдвиг* (ВС) равный периоду следования считывающих импульсов, после чего вновь начинается процесс увеличения ВИ. При отсутствии временного сдвига интервал между считанными символами составляет $kT_{сч}$, при наличии временного сдвига этот интервал оказывается равным $(k - 1)T_{сч}$.

Если $\Delta\tau > 0$, то временной интервал между моментами записи и счи-

тивания уменьшается до тех пор, пока не достигнет минимального значения в пределах от 0 до Δt . При следующем считывании этот интервал окажется максимальным (в пределах $T_{сч} - \Delta t$ до $T_{сч}$), а в считанной последовательности произойдет *положительный временной сдвиг* (ВС), равный периоду следования считывающих импульсов. В последующем вновь начинается процесс увеличения ВИ. При отсутствии временного сдвига интервал между считанными символами составляет $kT_{сч}$, при наличии временного сдвига этот интервал оказывается равным $(k + 1)T_{сч}$.

Очевидно, что частота формирования ВС зависит от соотношения частот записи и считывания. При этом число информационных символов, передаваемых между двумя соседними ВС, определяется по формуле

$$R = \text{ent} \left\lfloor T_{сч} / (T_3 - T_{сч}) \right\rfloor, \quad (3.5)$$

где сочетание *ent* означает округление до ближайшего целого значения величины $T_{сч} / (T_3 - T_{сч})$; а период возникновения сдвигов равен

$$T_{вс} = (R + 1)T_{сч}. \quad (3.6)$$

Если $T_{сч} / (T_3 - T_{сч})$ – целое число, то считанная импульсная последовательность представляет собой *однородную последовательность*, имеющую равное число информационных символов между соседними ВС. Если $T_{сч} / (T_3 - T_{сч})$ – дробное число, то в считанной импульсной последовательности возникают *неоднородности*, выражающиеся в изменении интервала между ВС в сторону уменьшения или увеличения на один период частоты считывания. Эти неоднородности возникают с периодичностью, определяемой разностью

$$T_{сч} / (T_3 - T_{сч}) - R = \pm n/l, \quad (3.7)$$

где l – число ВС, составляющих цикл возникновения неоднородностей; n – число неоднородностей в этом цикле. Знак разности в (3.7) указывает на характер изменения (увеличения или уменьшения) интервала между ВС при возникновении неоднородности: при положительной разности происходит увеличение интервала между ВС, а при отрицательной – уменьшение.

На рис. 3.6 показан механизм возникновения ВС и неоднородностей для случая, когда $T_{сч}/T_3 = 13/16$. Здесь и далее реальный сигнал от источника информации, состоящей из единиц и нулей, для упрощения заменен сигналом, состоящим только из единиц.

В считанной импульсной последовательности (рис. 3.6,а) имеются положительные ВИ с периодом, равным $5T_{сч}$ и включающим три ВС, из которых один с неоднородностью.

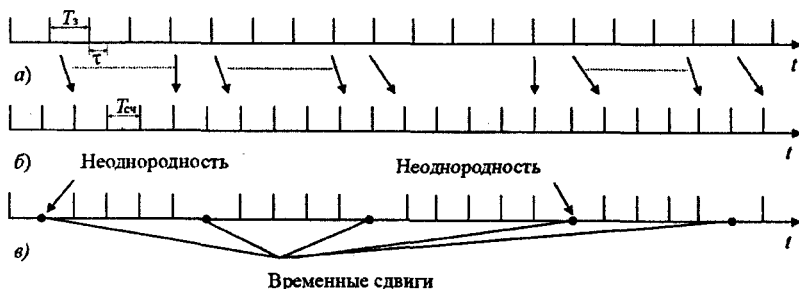


Рис. 3.6. Временные диаграммы возникновения временных сдвигов и неоднородностей:

а – импульсные последовательности записи; б – считывания;
 в – последовательность считанных импульсов

Число информационных символов между соседними ВС для нашего примера равно (3.5)

$$R = \text{ent} \left| T_{сч} / (T_3 - T_{сч}) \right| = \text{ent} \left| \frac{T_{сч} / T_3}{1 - T_{сч} / T_3} \right| = \text{ent} \left| \frac{13/16}{1 - 13/16} \right| = 4.$$

При сопряжении асинхронных цифровых потоков частота считывания выбирается всегда выше частоты записи. Это объясняется необходимостью передачи дополнительной служебной информации (сигналов цикловой синхронизации, служебной связи, контроля и др.). Поэтому

$$f_{сч} = f_{сч.и} + f_{сл}, \quad (3.8)$$

где $f_{сч.и}$ – частота считывания информационных символов; $f_{сл}$ – частота следования служебных символов.

Служебные символы должны передаваться на позициях ВС в считанной последовательности. При этом необходимо, чтобы ВС формировались на строго определенных позициях в цикле передачи. Для того чтобы неоднородности, возникающие при асинхронном объединении цифровых потоков, не изменяли положения ВС в цикле передачи, необходимо в передающем оборудовании компенсировать моменты возникновения неоднородностей либо введением дополнительной позиции в считанную последовательность, либо исключением одной позиции из считанной последовательности в зависимости от знака разности (3.7).

Процесс компенсации неоднородностей называется *согласованием скоростей*. Информация о таких согласованиях передается в приемную часть, где в соответствии с этой информацией осуществляется восстановление исходного сигнала. Для обозначения позиций, компенсирующих

влияние неоднородностей на периодичность формирования ВИ, иногда, особенно в зарубежной литературе, используется термин *стаффинг* (вставка) вместо термина *согласование скоростей*.

3.3.2. Методы асинхронного объединения цифровых потоков

Различают методы объединения асинхронных цифровых потоков с односторонним – положительным или отрицательным и двусторонним – *положительно-отрицательным* – согласованием скоростей.

В системах с односторонним согласованием скоростей частота считывания $f_{сч.н}$ выбирается заведомо большей или меньшей (в зависимости от знака согласования скоростей), чем частота записи f_3 . При *положительном согласовании* предполагается, что сумма максимальных скоростей компонентных (входных) потоков меньше скорости агрегатного (выходного) потока. При этом выполняется условие

$$f_{сч.н} (1 - \delta_{сч}) > f_{з.н} (1 + \delta_3). \quad (3.9)$$

В этом случае при возникновении неоднородности (см. рис. 3.6,в) в считанную последовательность вводится (путем запрета одного импульса считывания) дополнительная (неинформационная) импульсная позиция, т.е. вводится согласующий тактовый интервал. На приемную станцию передается соответствующая *команда согласования*, в соответствии с которой указанная позиция исключается из восстанавливаемого потока.

В передающей части оборудования временного группообразования (ОВГ) или *мультиплексирования*, использующего метод положительного согласования скоростей, входная информация записывается в записывающее устройство (ЗУ) с частотой f_3 , соответствующей скорости передачи компонентного потока. Считывание информации из ЗУ осуществляется с частотой $f_{сч}$, синхронной с частотой местного задающего генератора (ЗГ). Так как $f_{сч} > f_3$, то в процессе считывания существует возможность полного освобождения (опустошения) ячеек ЗУ. Специальная схема контроля (временной детектор ВД) сравнивает фазы сигналов записи и считывания, т.е. текущее значение τ (рис. 3.6,а), и тем самым контролирует состояние заполнения ячеек памяти. Когда заполнение памяти оказывается ниже допустимого предела, схема контроля задерживает один импульс считывания. В результате этого в считанной последовательности возникает дополнительный согласующий символ, который отсутствовал во входном потоке и который обеспечивает необходимое заполнение ЗУ передающего оборудования. Так как для передачи согласующего символа в цикле передачи формируемого выходного потока выделена строго опре-

деленная позиция, то для устранения этого символа достаточно на приемную станцию передать информацию о том, что имело место согласование скоростей, т. е. команду согласования. На приемной стороне символ согласования устраняется из цифрового потока путем задержки записи в ЗУ на время длительности данного символа. При этом формируется поток с такой же скоростью, как у входного потока, но с дрожанием фазы в один тактовый интервал. Сглаживание *фазового дрожания* (ФД) осуществляется с помощью цепи *фазовой автоподстройки частоты* (ФАПЧ).

При *отрицательном согласовании* скоростей предполагается, что частота записи в ЗУ передающего оборудования больше частоты считывания, т. е. выполняется условие

$$f_{сч.н} (1 + \delta_{сч}) < f_{з.н} (1 - \delta_з). \quad (3.10)$$

В этом случае при возникновении неоднородности из информационной последовательности в передающей части ОБГ удаляется один информационный символ, который передается на приемную станцию по дополнительному (служебному) каналу. На приемной стороне после приема соответствующей команды согласования этот символ вводится в восстанавливаемую последовательность. Таким образом, при отрицательном согласовании скоростей на передаче существует тенденция к переполнению ЗУ, т. е. протекают процессы, обратные процессам при положительном согласовании скоростей.

В системах с *положительно-отрицательным (двусторонним) согласованием* номинальные частоты записи и считывания информации на передаче предполагаются примерно равными, т. е. в некоторый момент времени может выполняться любое из условий (3.9), (3.10). В этом случае имеем следующее соотношение между частотами записи и считывания:

$$f_{сч.н} (1 \pm \delta_{сч}) \approx f_{з.н} (1 \pm \delta_з). \quad (3.11)$$

При двустороннем согласовании скоростей в зависимости от знака текущей разности частот записи и считывания необходимо либо вводить в считанную последовательность дополнительный символ согласования (т. е. осуществлять положительное согласование), либо передавать некоторый информационный символ по дополнительному каналу (т. е. осуществлять отрицательное согласование). При этом в передающей части ОБГ необходимо формировать информацию не только о наличии согласования, но и об его знаке.

Важно отметить, что в ОБГ в качестве неоднородностей воспринимаются только те временные сдвиги (ВС), которые вызваны разностью частот $f_з$ и $f_{сч.н}$. Сдвиги, вызванные дополнительным повышением частоты

считывания на величину $f_{\text{сл}}$ с целью передачи в цикле различной служебной информации, не требуют передачи информации о согласовании.

Как отмечалось выше, процесс согласования скоростей требует использования в ОВГ запоминающих устройств (ЗУ), играющих роль *буферной памяти* (БП). Использование БП для накопления информационных символов обусловлено также необходимостью введения в цикл передачи группового потока ряда дополнительных импульсных позиций (для циклового синхронизма, команд согласования скоростей, служебной связи и т. п.). Емкость ЗУ ОВГ должна быть такой, чтобы она могла поглощать наибольшие изменения фазы. Обычно она не превышает восьми ячеек на каждый компонентный поток. При известной структуре цикла изменения фазы сигнала вследствие ввода синхросигнала известны: величина изменения фазы определяется длительностью синхросигнала, а частота длительностью цикла.

Фазовые дрожания (ФД), возникающие в линейном тракте, содержат случайную и систематическую составляющие. ФД, вызванные шумами и неидеальностью регенераторов, носят случайный характер и, как правило, имеют небольшие значения. Систематические ФД, связанные со структурой передаваемого цифрового сигнала и линейного тракта, зависят от длины линии и числа регенераторов. Спектр ФД, вызванных этими причинами, находится в основном в диапазоне низких частот.

Кроме того, при передаче цифровых сигналов с использованием временного группообразования ФД возникают еще по двум причинам:

- за счет процесса согласования скоростей, при котором с частотой согласования возникают сдвиги фазы на величину периода считывания;
- за счет того, что решение о необходимости согласования может быть принято в любом месте цикла (в любой момент времени), а само согласование осуществляется только в определенном (заранее выделенном) месте цикла, т. е. вследствие ожидания момента согласования.

Фазовые дрожания, обусловленные указанными причинами, имеют значительную часть составляющих в низкочастотной части спектра (до нескольких долей герца), что существенно затрудняет их подавление. Если не принимать специальных мер, то они могут привести к заметному ухудшению качества передачи.

Важным параметром ОВГ является частота формирования сигналов согласования f_c . Если заведомое превышение частоты считывания над частотой записи при положительном согласовании скоростей и частоты записи над частотой считывания при отрицательном согласовании равно $f_{\text{счд}}$, то можно записать $f_{\text{сч}} = f_{\text{сч.н}} \pm f_{\text{счд}}$. Тогда в соответствии с (3.3), (3.4) и (3.6) и с учетом того, что $f_{\text{сч.н}} = f_{\text{з.н}} = f_{\text{н}}$, в системах с положительным согла-

сованием скоростей можно получить

$$\begin{aligned} \frac{f_H + f_{сч\Delta} - \Delta f_{сч}}{f_H + \Delta f_3} (f_{сч\Delta} - \Delta f_{сч} - \Delta f_3) &\leq f_c \leq \\ &\leq \frac{f_H + f_{сч\Delta} + \Delta f_{сч}}{f_H - \Delta f_3} (f_{сч\Delta} + \Delta f_{сч} + \Delta f_3), \end{aligned} \quad (3.12)$$

где $\Delta f_{сч} = f_H \delta_{сч}$, $\Delta f_3 = f_H \delta_3$.

Аналогично для систем с отрицательным согласованием получим

$$\begin{aligned} \frac{-f_H - f_{сч\Delta} - \Delta f_{сч}}{f_H + \Delta f_3} (f_{сч\Delta} + \Delta f_{сч} + \Delta f_3) &\leq f_c \leq \\ &\leq \frac{-f_H - f_{сч\Delta} + \Delta f_{сч}}{f_H - \Delta f_3} (f_{сч\Delta} - \Delta f_{сч} - \Delta f_3). \end{aligned} \quad (3.13)$$

Так как в системах с двусторонним согласованием скоростей $f_{сч\Delta} = 0$, то

$$\frac{-f_H - \Delta f_{сч}}{f_H + \Delta f_3} (\Delta f_{сч} + \Delta f_3) \leq f_c \leq \frac{f_H + \Delta f_{сч}}{f_H - \Delta f_{сч}} (\Delta f_{сч} + \Delta f_3). \quad (3.14)$$

Численные расчеты, проведенные по формулам (3.12) – (3.14), показывают:

- частота формирования сигналов f_c при двустороннем согласовании существенно меньше, чем при любом методе одностороннего согласования;
- частота передачи команд согласования скоростей определяется относительной нестабильностью частот записи и считывания и имеет весьма малые значения. Это позволяет выделять для передачи команд согласования скоростей 1...2% пропускной способности группового тракта. Такой способ используется во всех ЦСП, осуществляющих объединение асинхронных цифровых потоков: вторичных (Е2), третичных (Е3) и четверичных (Е4) и др.

Поскольку отрицательное согласование скоростей не имеет никаких преимуществ по сравнению с положительным согласованием, а реализуется с помощью более сложных устройств, то в качестве самостоятельного метода группообразования оно не используется.

На практике нашли применение два метода согласования скоростей: положительное (одностороннее) и положительно-отрицательное (двустороннее). Второй метод, на первый взгляд, имеет некоторые недостатки по сравнению с односторонним согласованием. Во-первых, он требует более сложной аппаратуры, так как обеспечивается возможность использования

согласования любого знака. Во-вторых, фазовые дрожания, возникающие при этом согласовании, имеют очень низкую частоту (порядка долей герца), что затрудняет их эффективное сглаживание в приемном оборудовании. Это объясняется тем, что при номинальных скоростях записи и считывания согласование не производится. Однако следует заметить, что указанный недостаток присущ способу двустороннего согласования при использовании трехкомандного управления, когда в процессе объединения цифровых потоков могут формироваться и передаваться три типа команд: отсутствие согласования, наличие положительного согласования и наличие отрицательного согласования. В 1976 г. МККТТ (ныне МЭСТ) рекомендовал использовать метод *двустороннего согласования скоростей с двухкомандным управлением*. Двухкомандное управление заключается в применении двух команд: о наличии положительного согласования (+) и о наличии отрицательного согласования (-). Нулевая команда (отсутствие согласования) заменяется чередованием двух указанных команд согласования (+, -).

Двустороннее согласование с двухкомандным управлением обеспечивает ряд существенных преимуществ по сравнению с односторонним согласованием:

1. В ОВГ с односторонним согласованием скоростей принципиально невозможен синхронный режим работы (из-за заведомого превышения частоты считывания над частотой записи), в то время как для ОВГ с двусторонним согласованием скоростей синхронный режим является частным случаем асинхронного режима. В ОВГ с двусторонним согласованием в синхронном режиме не вырабатываются и не передаются команды согласования, что обеспечивает повышение пропускной способности канала передачи и помехоустойчивости из-за отсутствия возможного искажения этих команд. Таким образом, системы с двусторонним согласованием скоростей могут успешно использоваться на любых участках *цифровой сети связи*.

2. В ОВГ с двусторонним согласованием скоростей можно обеспечить практически неограниченное повышение помехоустойчивости команд согласования. Это обусловлено тем, что частота следования моментов согласования скоростей в оборудовании с двусторонним согласованием в десятки раз меньше, чем в оборудовании с односторонним согласованием. Следовательно, можно выбирать длительность команд сколь угодно большой. Кроме того, помехоустойчивость приема команд согласования может быть повышена в системах с двусторонним согласованием и путем анализа структуры команд без увеличения их длительности (при этом могут быть исправлены не только одиночные, но и двоянные, строенные и т. д. искажения команд согласования).

3. ОВГ с двусторонним согласованием скоростей более устойчиво к размножению сбоев цикловой синхронизации, т. е. к возникновению сбоев цикловой синхронизации в системах низшей ступени иерархии при сбое цикловой синхронизации на более высоком уровне. Это связано с тем, что в системах с односторонним согласованием за время сбоя синхронизации формируется достаточно большое число (до нескольких десятков) команд согласования, в то время как в системах с двусторонним согласованием обычно не более одной команды. В последнем случае за счет сбоя синхронизма можно обеспечить коррекцию согласования после восстановления синхронизма.

Кроме того, двустороннее согласование дает возможность повысить эффективность использования пропускной способности группового тракта, так как при одностороннем согласовании скоростей приходится выбирать большую частоту считывания.

Следует также еще раз отметить, что частота формирования команд согласования в ОВГ с односторонним согласованием существенно больше, чем в системах с двусторонним согласованием, т. е. требуется большая пропускная способность соответствующего служебного канала. Минимальный интервал между моментами согласования в оборудовании формирования потока Е2 при двустороннем согласовании составляет более 100 циклов передачи, а при одностороннем – только два цикла.

Что касается отмеченных ранее недостатков ОВГ с двусторонним согласованием скоростей, то здесь следует сделать ряд оговорок. При идентичном построении циклов передачи большинство узлов (запоминающие устройства, генераторное оборудование, преобразователи кодов, устройства цикловой синхронизации и др.) практически одинаковы.

Более сложными в системах с двусторонним согласованием оказываются лишь формирователи и приемники команд согласования, однако эти устройства могут использоваться в групповом режиме, так как частота формирования команд согласования для каждого из компонентных потоков невелика.

Вносимые оборудованием с двусторонним согласованием фазовые дрожания (ФД) в принципе могут быть уменьшены до величины, составляющей несколько процентов от периода считывания (при передаче информации о промежуточных значениях временного интервала между моментами записи и считывания), что значительно меньше ФД, вносимых оборудованием с односторонним согласованием.

При построении систем передачи ПЦИ высших ступеней применяется как двустороннее согласование с двухкомандным управлением, так и одностороннее положительное согласование.

3.3.3. Структурная схема ОВГ с асинхронным объединением цифровых потоков

Структурная схема ОВГ объединения асинхронных потоков тракта передачи приведена на рис. 3.7.

Цифровые потоки от q источников поступают на входы соответствующих приемных преобразователей кода (ПК_{пр1} – ПК_{прq}), осуществляющих преобразование кода компонентных (входных) потоков в двоичный

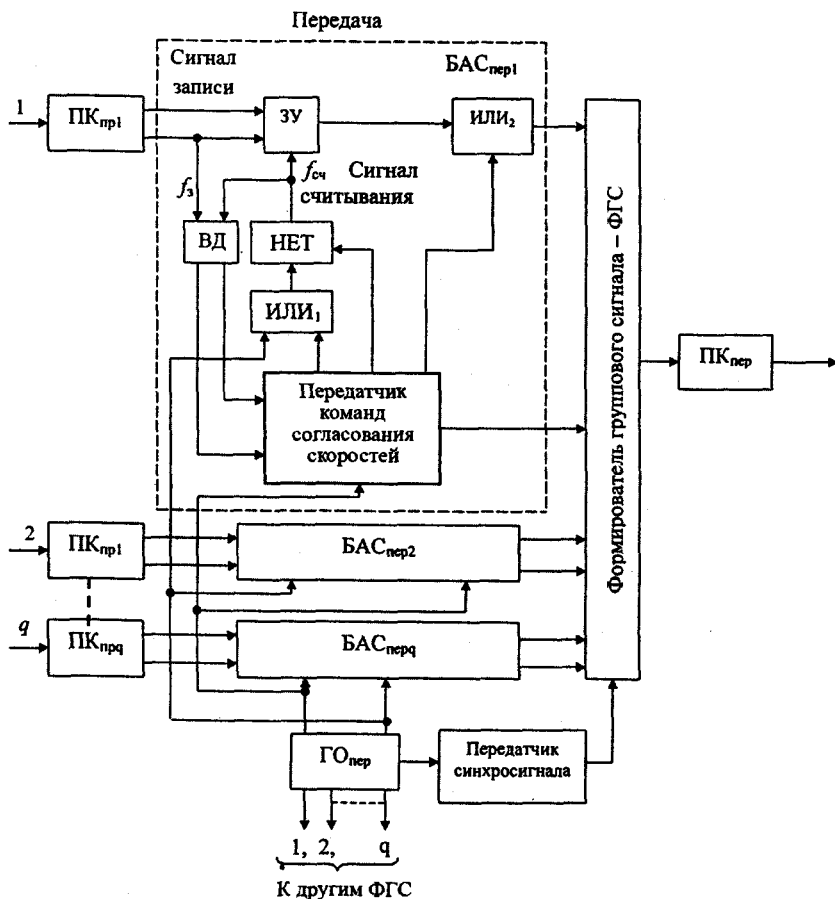


Рис. 3.7. Структурная схема тракта передачи ОВГ объединения асинхронных цифровых потоков

и формирование импульсных последовательностей с частотой записи f_3 , равной тактовой частоте компонентных цифровых потоков. Сигналы с выхода ПК_{пр1} – ПК_{прq} подаются в блоки асинхронного сопряжения (БАС_{пер1} – БАС_{перq}) передающей части. В блоке асинхронного сопряжения цифровой поток записывается в запоминающее устройство ЗУ и считывается сигналом, поступающим от соответствующего выхода генераторного оборудования (ГО_{пер}) передающей станции.

Процессом записи управляет импульсная последовательность с частотой f_3 , а процессом считывания управляет импульсная последовательность с частотой $f_{сч}$. Сигналы считывания и управления записью поступают на вход временного детектора (ВД), в котором определяются моменты возникновения и вид (знак) неоднородности. По сигналу о наличии неоднородности того или иного вида, когда изменение временного интервала между импульсными последовательностями записи и считывания достигает периода считывания, вырабатывается соответствующая команда о наличии вставок, т.е. согласования скоростей. При этом положительное согласование скоростей осуществляется запретом с помощью логического элемента НЕТ одного импульса считывания, а отрицательное – дополнительным считыванием, которое производится с помощью логического элемента ИЛИ₁. Далее сигналы с выхода ЗУ поступают на логический элемент ИЛИ₂, на второй вход которого поступают сигналы с передатчика команд согласования скоростей (Пер. КСС). Сигналы с выходов БАС_{пер1} – БАС_{перq} и передатчика синхросигнала через формирователь группового сигнала (ФГС) поступают в передающий преобразователь кода (ПК_{пер}).

Рассмотрим с помощью временной диаграммы характер процессов, происходящих в передающей части, для случая, когда частота считывания $f_{сч}$ превосходит частоту записи f_3 .

На рис. 3.8,а показано изменение временного интервала между импульсными последовательностями записи и считывания для случая, когда согласование скоростей происходит в моменты достижения временным интервалом величины, равной периоду считывания (моменты $T_1, 2T_1, 3T_1, \dots, iT_1$). Однако в реальных системах согласование скоростей может производиться только строго в определенные моменты времени, соответствующие сигналам с выхода генераторного оборудования ($T_2, 2T_2, 3T_2, \dots, iT_2$ на рис. 3.8,б). Очевидно, что должно выполняться условие $T_2 < T_1$.

В результате того, что моменты, в которые происходит согласование, детерминированы, имеет место время ожидания момента согласования скоростей после того, как изменение временного интервала (ВИ) превзошло период считывания. Это время ожидания t_0 равно длительности

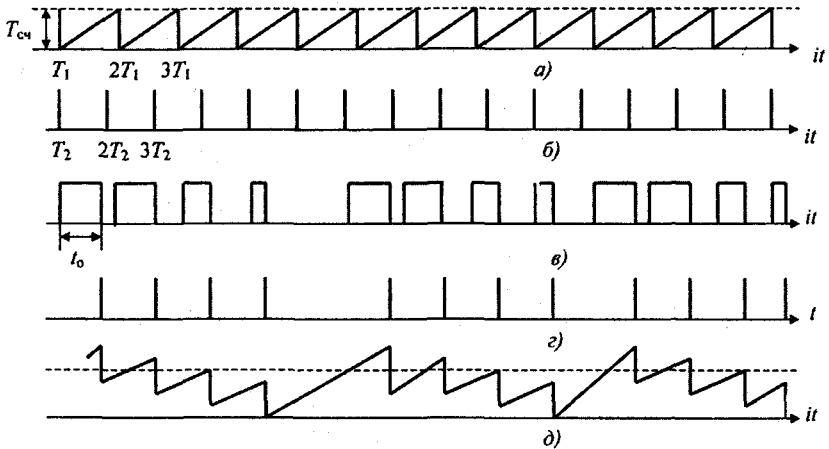


Рис. 3.8. Временные диаграммы работы передающей части ОВГ

импульсов, изображенных на рис. 3.8,в. Торможение процесса считывания производится в моменты, показанные на рис. 3.8,г. Изменение ВИ между моментами считывания и записи с учетом ожидания имеет вид, показанный на рис. 3.8,д.

В тракте приема (рис. 3.9) импульсные последовательности с выходов ГО_{пр} открывают поочередно логические элементы I_1, I_2, \dots, I_q распределителя группового сигнала (РГС), обеспечивая правильное распределение группового сигнала с выхода ПК_{пр} между приемными блоками асинхронного сопряжения цифровых потоков БАС_{пр1}, ..., БАС_{прq}, в которых восстанавливается первоначальная скорость компонентных цифровых потоков.

Восстановление производится путем записи цифрового потока в ЗУ и считывания с частотой, равной средней частоте записи, вырабатываемой устройством фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), которое содержит генератор, управляемый напряжением (ГУН), схему управления (СУ) и временной детектор (ВД), на выходе которого формируется сигнал, соответствующий текущему значению временного интервала между моментами записи и считывания.

Процессом записи управляет импульсная последовательность с соответствующего выхода ГО_{пр}. По сигналу о необходимости положительного согласования скоростей осуществляется запрет записи информации в ЗУ. Временное положение сигнала запрета соответствует моменту согласования скоростей в передающем устройстве.

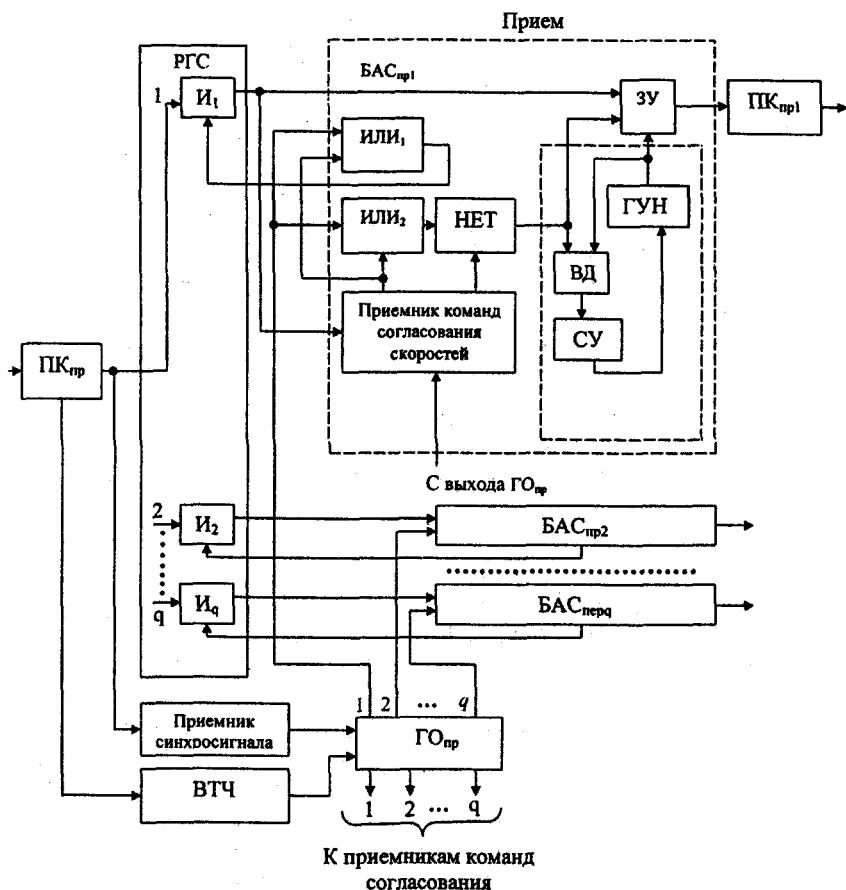


Рис. 3.9. Структурная схема тракта приема ОВГ объединения асинхронных цифровых потоков

По сигналу о необходимости отрицательного согласования скоростей с помощью логического элемента ИЛИ₁ открывается логический элемент И распределителя группового сигнала (РГС) и в передаваемый сигнал вводится дополнительный символ. Одновременно дополнительный импульс через логический элемент ИЛИ₂ вводится в сигнал управления записью. Частотой ГУН управляет напряжение, соответствующее постоянной составляющей сигнала на выходе ВД. Характер изменения сигнала на выходе ВД показан на рис. 3.8,д. Переменные составляющие сигнала, управляющего работой ГУН, вызывают временные флуктуации считываемой

последовательности, а следовательно, и выходного сигнала. Поэтому степень подавления переменных составляющих в управляющем напряжении влияет на значение временных флуктуаций выходного сигнала.

3.3.4. Формирование структуры цикла передачи

Использование рассмотренных способов согласования скоростей приводит к тому, что скорость передачи агрегатного потока оказывается несколько больше суммы скоростей компонентных потоков. Для количественной оценки требуемого увеличения скорости агрегатного потока необходимо рассмотреть структуру цикла передачи, который должен содержать позиции для передачи символов: информационных (для каждого из компонентных цифровых потоков); команды о наличии согласования скоростей с числом символов, обеспечивающих требуемую помехоустойчивость этих команд; сигналы цикловой синхронизации, длительность которых должна обеспечивать требуемое время восстановления синхронизма; информационные символы, формируемые при отрицательном согласовании скоростей, и др.

Отметим, что общее число служебных символов в цикле должно быть кратным числу компонентных потоков.

Введем следующие обозначения:

$C_{ан}$ – номинальная скорость передачи сигналов агрегатного цифрового потока;

$C_{кп}$ – номинальная скорость передачи сигналов компонентных цифровых потоков;

N_k – число объединяемых компонентных потоков;

C_1 – скорость в канале, предназначенном для передачи сигналов одного компонентного потока в агрегатном потоке;

P – число дополнительных позиций в цикле, предназначенных для передачи символов циклового синхросигнала $d_{цс}$, команд согласования скоростей (КСС) d_c , сигналов служебной связи $d_{сл}$, сигналов контроля и синхронизации d_k и сигналов дискретной информации $d_{д}$, непосредственно вводимых в групповой тракт;

Q – число информационных символов в цикле, включая согласующие символы ($d_{и}$) при отрицательном согласовании скоростей.

Скорость передачи агрегатного цифрового потока вне зависимости от используемого метода согласования скоростей с учетом принятых обозначений равна:

$$C_{ан} = C_1 N_k (1 + p/Q) > C_{кп} N_k (1 + p/Q).$$

Следует отметить, что увеличение скорости передачи из-за добавления согласующих символов мало по сравнению с увеличением скорости передачи из-за добавления служебных символов. Соотношение числа информационных (a) и служебных (b) символов в цикле передачи для каждого компонентного потока имеет вид

$$a/b = f_{\text{зи}} / (f_{\text{счн}} - f_{\text{зи}}), \quad (3.15)$$

где a/b – несократимая дробь, в которой a определяет минимальное число информационных символов, а b – число служебных символов, приходящихся на один компонентный поток. Тогда общее число информационных $M_{\text{и}}$ и служебных $M_{\text{с}}$ символов в цикле передачи будет определяться соотношениями $M_{\text{и}} = iN_{\text{к}}a$, $M_{\text{с}} = iN_{\text{к}}b$, где $i = 1, 2, 3, \dots$ При этом минимальное значение i выбирается из условия

$$i = 1 + (N_{\text{к}}d_{\text{с}} + d_{\text{иц}} + d_{\text{сд}} + d_{\text{к}} + d_{\text{д}} + d_{\text{и}}) / N_{\text{к}}b, \quad (3.16)$$

а реальное значение i выбирается после анализа параметров системы с выбранной структурой цикла.

Кроме выбора оптимального соотношения числа информационных и служебных символов, обеспечивающего заданные параметры систем передачи, при построении цикла передачи необходимо учитывать следующие важные требования к его структуре:

- число следующих подряд служебных символов должно быть по возможности минимальным, что обеспечивает минимизацию объема памяти ЗУ в ОВГ;

- распределение символов синхросигнала должно быть таким, чтобы обеспечивалось минимальное время восстановления синхронизма (обычно это достигается формированием сосредоточенного синхросигнала соответствующей длительности);

- распределение команд согласования должно быть таким, чтобы обеспечивалась их максимальная помехоустойчивость (обычно это достигается за счет равномерного распределения символов команд согласования по циклу передачи, при котором уменьшается вероятность их искажений сосредоточенными помехами);

- длительность цикла должна быть по возможности минимальной, что позволяет уменьшить время вхождения в синхронизм и временные флуктуации цифрового сигнала за счет оборудования объединения;

- распределение служебных символов в цикле должно быть равномерным, что обеспечивает минимизацию объема памяти ЗУ в ОВГ;

- структура цикла должна обеспечивать возможность работы системы передачи как в асинхронном, так и в синхронном режиме и т. п.

Переход к синхронному режиму работы в системах с односторонним согласованием скоростей вызывает некоторые трудности, связанные с необходимостью уменьшения частоты считывания до частоты записи и переводом (для сохранения прежней частоты агрегатного цифрового потока) соответствующей части информационных импульсных позиций цикла в разряд служебных.

Временное группообразование вторичного цифрового потока E2 при двустороннем согласовании скоростей. Исходными данными для построения цикла передачи в соответствии с указанными к его структуре требованиями являются:

Число первичных компонентных цифровых потоков E1 равно.....	4
Тактовая частота каждого их компонентных потоков, кГц.....	2048
Тактовая частота агрегатного цифрового потока, кГц.....	8448
Число корректируемых искаженных символов команд согласования скоростей.....	1
Среднее время поиска циклового синхросигнала не более, мс.....	1
метод согласования скоростей – двусторонний с двухкомандным управлением	

В соответствии с (3.15) соотношение числа информационных и служебных символов в расчете на каждый компонентный поток составляет $a/b = 2048/(8448/4 - 2048) = 32/1$. Отсюда минимальное число служебных ($N_k b$) и информационных ($N_k a$) символов в цикле передачи соответственно равно $N_k b = 4$, $N_k a = 128$. Общее число информационных и служебных символов равно 132. Для обеспечения коррекции одного искаженного символа команды согласования необходимо выбрать d_c , как минимум равную 3, и в качестве команд использовать комбинации типа 111 и 000 (в этом случае легко корректируются одиночные ошибки в любом символе команд согласования) т.е. $N_k d_c = 12$.

Учитывая, что сигналы контроля могут передаваться на позициях цикла, предназначенных для передачи информационных символов при отрицательном согласовании скоростей в те моменты, когда это согласование не осуществляется, можно принять $d_k = d_n = 4$. Выбирая d_{uc} , d_{cl} и d_d также равными 4, в соответствии с (3.16) находим, что $i = 7$, а следовательно общее число импульсных позиций в цикле $M = M_c + M_n = 7 \cdot 4 \cdot 1 + 7 \cdot 4 \cdot 32 = 28 + 896 = 924$. Отсюда частота следования циклов $f_c = C_{ан} / M = 8448 / 924 = 9,1$ кГц, а частота следования групп $f_{гп} = C_{ан} / [N_k(a + b)] = 8448 / 128 = 64$ кГц.

Однако при такой структуре цикла с $d_{uc} = 4$ не обеспечивается требуемое время поиска синхросигнала. Поэтому необходимо увеличить число символов в синхросигнале, т. е. принять $d_{uc} = 8$. В этом случае $i = 8$, а общее число импульсных позиций в цикле передачи $M = 8 \cdot 4 \cdot 1 + 8 \cdot 4 \cdot 32 = 32 + 1024 = 1056$.

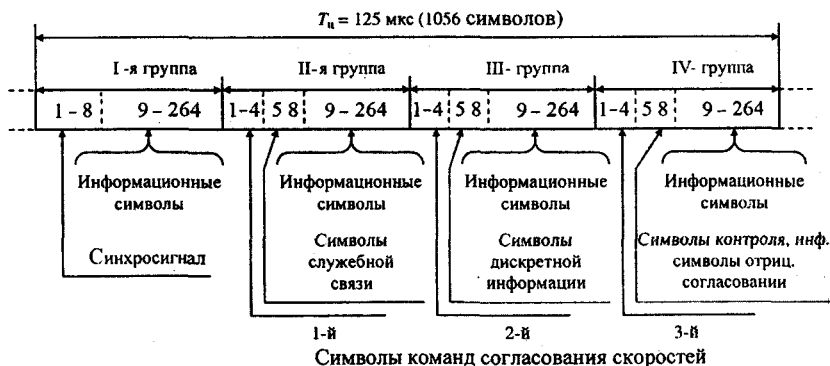


Рис. 3.10. Структура цикла вторичного цифрового потока E2

Минимизируя число следующих подряд служебных символов и равномерно распределяя их по циклу, получаем структуру цикла потока E2, изображенную на рис. 3.10. В данном случае частота следования циклов $f_{ц} = 8448/1056 = 8$ кГц, а частота следования групп $f_{г} = 8448/264 = 32$ кГц, частота следования служебных символов в расчете на один входной поток $32 \cdot 2 = 64$ кГц, среднее время поиска синхросигнала 0,625 мс.

Структура цикла передачи потока E2 представлена в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Виды передаваемой информации	Номер позиции в цикле	Номер группы в цикле
Синхросигнал	1 – 8	I
Информационные символы	9 – 264	
Первые символы КСС	1 – 4	II
Символы служебной связи	5 – 8	
Информационные символы	9 – 264	III
Вторые символы КСС	1 – 4	
Символы дискретной информации	5 – 8	IV
Информационные символы	9 – 264	
Третьи символы КСС	1 – 4	IV
Информационные символы, формируемые при отрицательном согласовании скоростей, сигналы контроля и сигнализации	5 – 8	
Информационные символы	9 – 264	

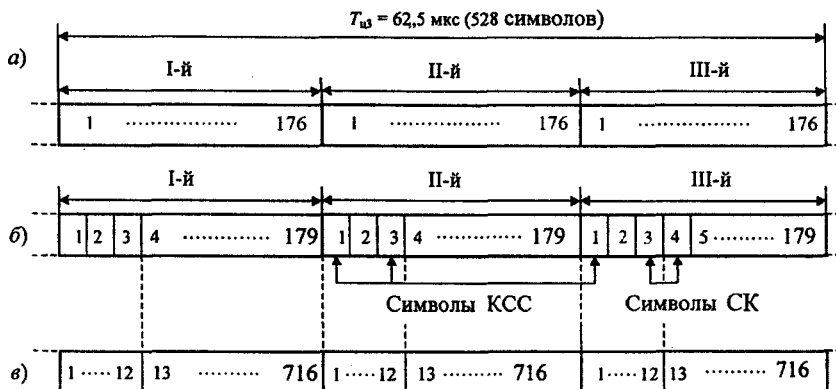


Рис. 3.11. Структура третичного цифрового потока ЕЗ

Временное группообразование третичного цифрового потока ЕЗ при двустороннем согласовании скоростей. Поток ЕЗ формируется на основе асинхронного объединения четырех компонентных потоков Е2, каждый из которых содержит 1056 импульсных позиций (ИП).

Для третичного временного группообразования цикл передачи (рис. 3.11,а) имеет период $T_{ц3} = 0,5T_{ц2} = 62,5 \text{ мкс}$ и делится на три субцикла длительностью $T_{сц3} = T_{ц3} / 3 = 62,5 / 3 \text{ мкс}$. Следовательно, таких субциклов в цикле потока Е2 шесть. Номинально каждый субцикл содержит 176 ИП. После преобразования в блоке асинхронного сопряжения (БАС_{пер}) преобразованный компонентный вторичный цифровой поток Е2*, в котором каждый субцикл содержит 179 ИП (рис.3.11 б).

Первые три ИП в каждом субцикле и отдаются для передачи служебной информации синхросигнала трехсимвольной команды согласования скоростей (КСС) и др. В частности, ИП3, ИП4 третьего субцикла – для передачи символов коррекции (СК), причем 3-й символ этого субцикла отдается для передачи пропущенного информационного символа при отрицательном согласовании скоростей, а 4-й символ этого субцикла – для передачи балластного (лишнего) импульса при положительном согласовании скоростей.

При отсутствии согласования скоростей КСС в соседних циклах представляют собой чередующуюся последовательность символов 111 и 000; положительное согласование скоростей выполняется только при условии повторения в двух соседних циклах КСС вида 111, а отрицательных – вида 000. Четыре преобразованных потока Е2* затем посимвольно объеди-

няются в третичный цифровой поток Е3 (рис. 3.11,е), у которого в каждом субцикле теперь насчитывается 716 ИП, при этом первые 12 позиций первого субцикла отданы для передачи сигнала цикловой синхронизации вида 111110100000, на позициях 5 и 6 второго субцикла передается сигнал служебной связи, на позициях 5...8 в третьем субцикле – сигналы дискретной информации, а на позициях 7 и 8 второго субцикла – сигналы аварии и вызова. Позиции, отданные в третичном потоке для передачи КСС и СК, нетрудно определить самостоятельно. Из рис. 3.12 следует, что тактовая частота преобразованного потока $E2^*$ равна $f_{T2} \cdot (179/176) = f_{T2} \cdot (1 + 3/176) = 8592$ кбит/с, а тактовая частота потока Е3 – соответственно $f_{T3} = 4 \cdot 8592 = 34368$ кбит/с.

Временное группообразование четверичного цифрового потока Е4 при двустороннем согласовании скоростей. При формировании цифрового потока Е4 методом двустороннего согласования скоростей цикл передачи уменьшается до значения $T_{ц4} = T_{ц3}/4 = 15,625$ мкс, при этом цикл разделяется на четыре субцикла длительностью $T_{сц4} = T_{ц4} / 4$. В отличие от предыдущих вариантов группообразования, здесь преобразованный цифровой поток Е3* имеет разную структуру для каждой группы (рис. 3.12,а).

В первом субцикле первые три ИП остаются пустыми (для служебных целей), а остальные позиции (с 4 по 136) заняты информационными символами компонентного потока Е3. Во втором и третьем субциклах для служебных целей отдана только первая ИП, а в четвертом субцикле – первые две ИП, при этом первые ИП в субциклах II – IV отдаются для передачи трехсимвольной КСС (111 – при положительном согласовании и 000 в соседних циклах – при отсутствии согласования). Сигналы коррекции

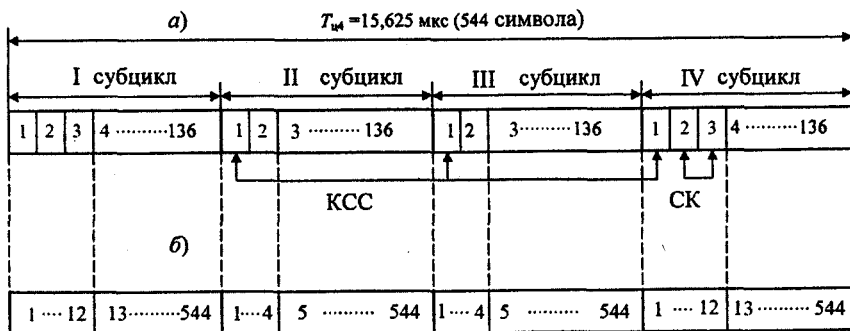


Рис. 3.12. Структура цикла четверичного цифрового потока Е4

скоростей (СК) передаются в четвертом субцикле, при этом на второй ИП передается пропущенный информационный символ в случае отрицательного согласования, а на третьей ИП – балластный символ в случае положительного согласования. В синхронном режиме (при отсутствии согласования скоростей) в цикле преобразованного потока $E3^*$ передается 537 информационных символов ($133+2 \cdot 135+134$), при этом тактовая частота преобразованного компонентного потока $E3^*$ равна $f_{т3} \cdot (544/537) = f_{т3} \cdot (1 + 7/537) = 34816$ кбит/с. В режиме согласования скоростей в цикле потока $E3^*$ передается 536 информационных символов (при отрицательном согласовании) или 538 – при положительном.

Четыре преобразованных третичных потока посимвольно объединяются в один четверичный поток $E4$ (рис. 3.12,б), и теперь в каждой группе размещается 544 символа. В первом субцикле на первых десяти позициях размещают цикловой синхросигнал вида 1111010000, на 11-й позиции передают сигнал служебной связи, на 12-й – сигналы вызова и аварии, позиции 13 – 544 используют для передачи информационных символов. Размещение символов в субциклах показано на рис. 3.12,б, при этом в четвертом субцикле информационные символы передаются также на 9–12 ИП при отсутствии согласования и дополнительно на позициях 5–8 – при отрицательном согласовании. При положительном согласовании на 9–12 ИП передают балластные импульсы, 5–8 ИП – пустые и могут быть использованы для дополнительных целей.

3.4. Синхронное объединение цифровых потоков

3.4.1. Синфазно-синхронное объединение и разделение цифровых потоков

Алгоритм синфазно-синхронного объединения четырех компонентных цифровых потоков (KI_1, KI_2, KI_3 и KI_4) с тактовым интервалом τ_k и тактовым интервалом агрегатного потока $\tau_a = \tau_k/4$ приведен на рис. 3.13.

Как видно из рисунка, длительности импульсов равны половине соответствующих тактовых интервалов.

Импульсы компонентных потоков KI_1 – KI_4 записываются в соответствующие запоминающие устройства $ZУ_1$ – $ZУ_4$ в моменты, определяемые импульсами записи ИЗ, общими для всех устройств. Записанная информация считывается на общую для всех нагрузку, на которой и образуется объединенный поток ИО. Считывание происходит в моменты поступления соответствующих импульсов считывания ИС₁–ИС₄. После считывания информации ЗУ освобождается (обнуляется). Таким образом, доста-

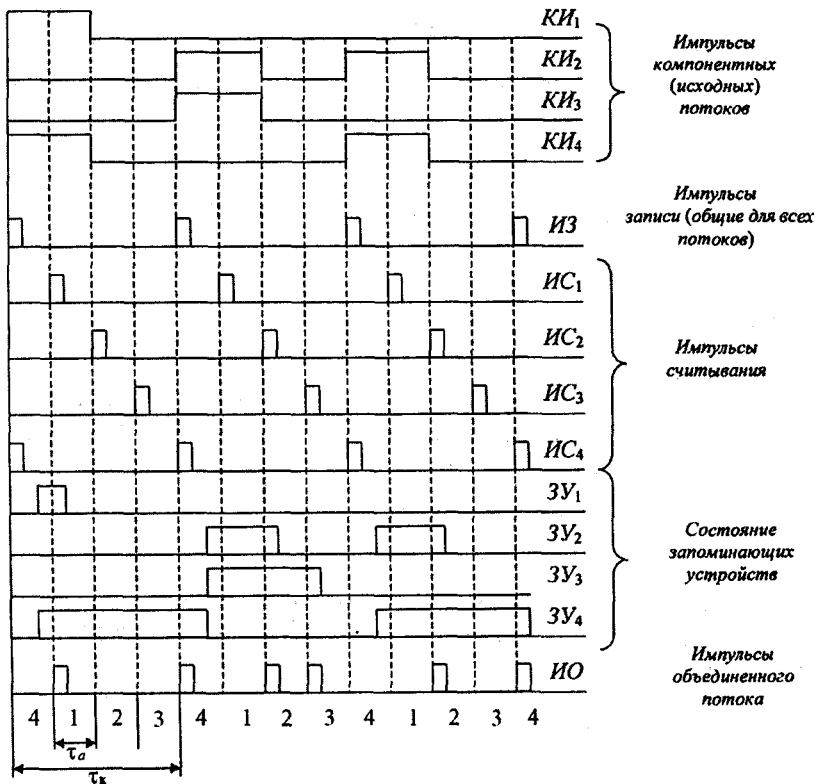


Рис. 3.13. Временные диаграммы при синфазно-синхронном объединении цифровых потоков

точная емкость составляет одну ячейку (один бит). Очевидно, если осуществлять не посимвольное, а какое-либо другое объединение потоков, например побайтное, то память ЗУ должна быть соответственно увеличена. Процесс разделения потоков – обратный и особых пояснений не требует.

На рис. 3.14 приведена структурная схема устройств синфазно-синхронного объединения и разделения потоков, работающая в соответствии с алгоритмом рис. 3.13.

Следует только отметить, что при считывании информации из различных ЗУ устройства разделения импульсы получаются различной длительности. Номинальную длительность импульсов разделенных потоков обеспечивают устройства формирования импульсов (ФИ). Начала сформированных ими импульсов соответствуют моментам поступления импульсов

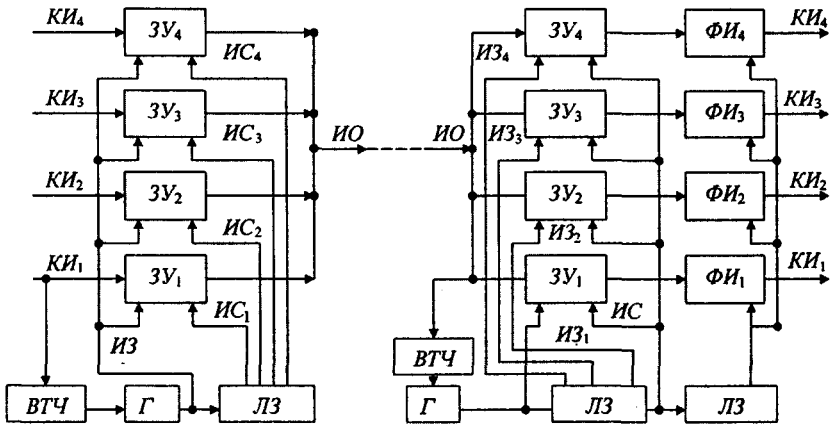


Рис. 3.14. Схема устройства синфазно-синхронного объединения и разделения цифровых потоков

на их основные входы, а окончания — последовательности, подаваемой на дополнительные (обнуляющие) входы. Генераторные устройства (ГО) управляются импульсами, получаемыми от выделителя тактовой частоты (ВТЧ).

3.4.2. Синхронное объединение цифровых потоков

Объединение синхронных цифровых потоков является частным случаем объединения асинхронных цифровых потоков, при котором частота считывания кратна частоте записи. При этом импульсные позиции временных сдвигов можно полностью использовать для передачи служебных сигналов, сигналов дискретной информации, контроля и сигнализации и др.

Тракт передачи (рис. 3.15) аппаратуры объединения синхронных цифровых потоков включают в себя q передающих и q приемных блоков синхронного сопряжения (БСС_{пер1} — БСС_{перq}) и (БСС_{пр1} — БСС_{прq}). В каждом БСС_{пер} осуществляется запись компонентного потока в ЗУ и считывание сигналов от соответствующего ГО. Процессом записи управляет импульсная последовательность, вырабатываемая преобразователем кода приема (ПК_{пр}).

Взаимное временное положение сигналов записи и считывания контролируется ВД. Начальная установка сигнала считывания относительно сигнала записи производится таким образом, чтобы импульсы считывания никогда не совпадали с импульсами записи. Считанные импульсы последо-

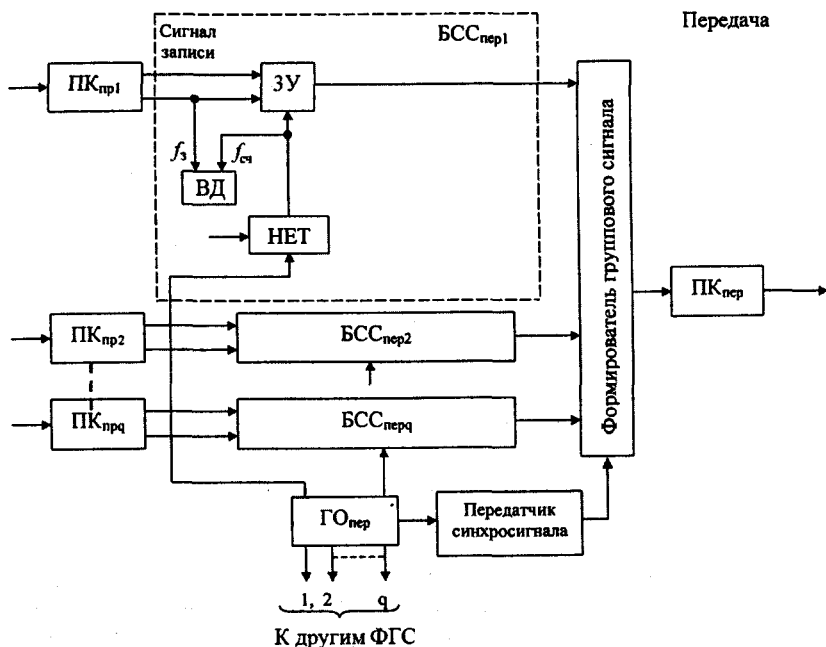


Рис. 3.15. Структурная схема тракта передачи ОВГ объединения синхронных цифровых потоков

вательности с выходов $БСС_{пер}$, а также синхросигнал с выхода передатчика синхросигнала через схему формирования группового сигнала (ФГС) и преобразователь кода передачи ($ПК_{пер}$) вводятся в линейный тракт.

В тракте приема (рис. 3.16) распределителем группового сигнала (РГС) осуществляется разделение символов между соответствующими блоками согласования $БСС_{пр}$. Первоначальная скорость компонентного потока восстанавливается путем записи символов в ЗУ и последующего считывания с частотой, равной частоте этого потока на входе ОВГ. При этом осуществляется равномерное распределение временных сдвигов, сформированных в передающем устройстве.

Отличительные особенности системы синхронного объединения цифровых потоков заключаются в следующем. При синхронном режиме работы взаимодействующих систем должна быть введена цепь синхронизации, связывающая задающие генераторы этих систем. Естественно, что в данном случае отпадает необходимость в применении устройства ФАПЧ в приемном оборудовании. Установка начального временного положения

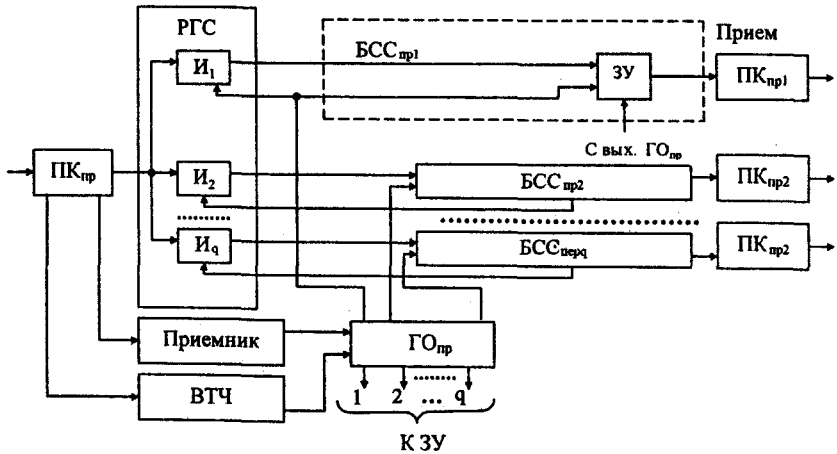


Рис. 3.16. Структурная схема тракта приема ОВГ объединения синхронных цифровых потоков

считывающей последовательности относительно сигналов записи производится только при включении аппаратуры или сбоях в работе ГО. Поэтому временное положение считывающей последовательности может изменяться только в одну и ту же сторону, а возможным удлинением процесса установки начального положения можно пренебречь.

В связи с тем, что в процессе работы оборудования синхронного объединения временное положение считывающей последовательности не корректируется, в ЗУ должны быть включены дополнительные ячейки памяти, предназначенные для компенсаций максимально возможных флуктуаций входного цифрового потока.

Поскольку асинхронное объединение цифровых потоков является общим по сравнению с вариантами синхронного объединения, построение узлов оборудования временного группообразования рассмотрим для блока асинхронного сопряжения цифровых потоков передачи и приема.

3.5. Функциональные узлы оборудования временного группообразования

3.5.1. Запоминающее устройство

В запоминающем устройстве (ЗУ) информационные символы компонентного цифрового потока записываются последовательно в ячейки памяти $T_1 \dots T_k$ (рис. 3.17). Процессом записи управляет распределитель записи

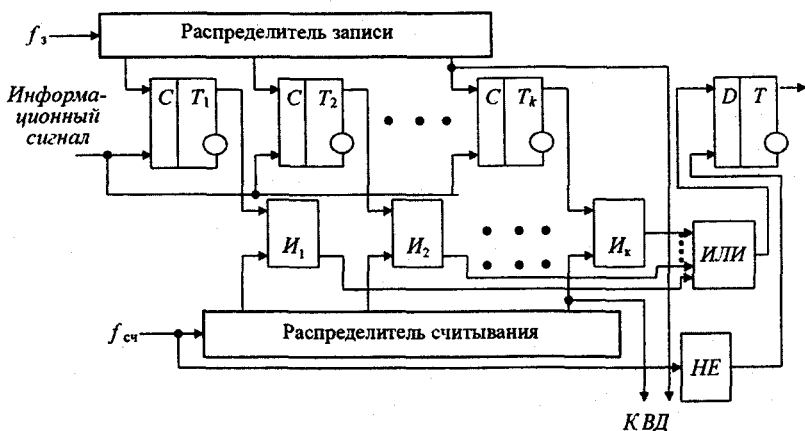


Рис. 3.17. Запоминающее устройство

на вход которого поступает импульсная последовательность с частотой f_3 . Считывание осуществляется путем опроса импульсными последовательностями с соответствующих выходов распределителя считывания логических элементов $I_1 \dots I_k$.

Сигналы с одноименных выходов распределителей записи и считывания подаются на вход временного детектора ВД. Информация, считанная с ячеек $T_1 \dots T_k$, объединяются логическим элементом ИЛИ и стробируется триггером T , на выходе которого формируется считанная импульсная последовательность.

Через логическую схему НЕ осуществляется сброс и возвращение схемы к обработке следующего символа. Число ячеек памяти выбирается таким образом, чтобы момент считывания никогда не совпадал с моментом записи (точнее, чтобы момент считывания всегда отставал от момента записи). Минимальное число ячеек памяти зависит:

1. От числа следующих подряд служебных символов в цикле передачи, относящихся к одному компонентному потоку. Передача служебных символов осуществляется на импульсных позициях временных сдвигов, которые организуются путем запрета считывания в соответствующие моменты времени. Однако информационные символы продолжают поступать на вход ЗУ. При этом должно быть предусмотрено соответствующее число дополнительных ячеек памяти. Для минимизации объема ЗУ желательно, чтобы служебные символы были равномерно распределены в цикле передачи. Но в ряде случаев (например, при передаче синхросигнала) такое распределение служебных символов не обеспечивает требуемых характе-

ристик ЦСП (времени восстановления синхронизма), в результате чего прибегают к формированию сосредоточенных служебных символов. Так, в ЦСП высших порядков формируются подряд два или три служебных символа на каждый компонентный поток (в потоке E2 формируется 8 служебных символов – по два на каждый поток E1, в потоках E3 и E4 формируется 12 служебных символов – по три на каждый компонентный поток).

2. От числа видов согласования в аппаратуре временного группообразования. Согласование скоростей производится после возникновения неоднородностей, когда временные интервалы (ВИ) между импульсными последовательностями записи и считывания отличаются от номинальной величины на период считывания. Следовательно, в ЗУ необходимо предусмотреть по одной ячейке памяти на каждый вид согласования скоростей.

3. От относительного времени ожидания. Интервал времени между моментами возникновения неоднородностей и формированием сигнала согласования скоростей равен периоду следования команд согласования скоростей. В течение этого времени продолжает возрастать (или убывать, в зависимости от знака согласования скоростей) ВИ между моментами записи и считывания, что требует соответствующего увеличения объема ЗУ.

4. От относительного значения временных флуктуаций входного потока, которые складываются из флуктуаций, вносимых как оборудованием асинхронного объединения (разделения) цифровых потоков, так и оборудованием линейного тракта передачи компонентных потоков. Дополнительный объем ЗУ, предназначенный для компенсации временных флуктуаций компонентного потока, определяется изменением временного интервала между моментами записи и считывания за период следования команд согласования скоростей. Временные флуктуации цифрового потока на входе ЗУ тракта приема определяются только оборудованием линейного тракта конкретной ЦСП.

5. От дополнительного времени ожидания, вызванного соотношением числа символов в цикле передачи и объемом ЗУ. Безошибочное определение временных соотношений между последовательностями записи и считывания производится только на последней позиции цикла. Для этого необходимо, чтобы последний информационный символ в цикле считывался с последней ячейки памяти, входы которой связаны с ВД. Однако в зависимости от соотношения числа ячеек памяти ЗУ и числа информационных бит момент определения временных соотношений может сместиться на любую из предшествующих позиций цикла. При этом происходит соответственное смещение момента согласования скоростей относительно истинного значения, что приводит к возникновению дополнительного времени ожидания.

6. От длительности фронтов импульсов записи и считывания. Увеличение объема ЗУ необходимо для устранения возможности взаимного перекрытия импульсов записи и считывания.

Обычно объем ЗУ составляет от пяти до восьми ячеек памяти. В системах с двусторонним согласованием скоростей объем ЗУ при прочих равных условиях оказывается меньшим, чем в системах с односторонним согласованием скоростей, из-за меньшего времени ожидания.

3.5.2. Временной детектор

Временной детектор (ВД) предназначен для контроля ВИ между моментами записи и считывания в оборудовании временного группообразования

В передающей части блока асинхронного сопряжения для определения момента возникновения и знака неоднородности используется цифровой временной детектор. В таком детекторе (рис. 3.18) одноименные выходы распределителей записи и считывания подключены к раздельным входам триггера. Выходы последнего соединены с логическими элементами I_1 и I_2 , на другие входы которых подаются контрольные импульсы последовательности с распределителя считывания.

Временное положение контрольных последовательностей выбирается таким образом, что, когда временной интервал между импульсными последовательностями записи и считывания достигает величины, достаточной для согласования скоростей, на входе одного из элементов I (в зависимости от знака согласования) происходит совпадение положительного импульса с выхода триггера T и контрольного импульса.

На рис. 3.19,а приведены временные диаграммы, иллюстрирующие работу ВД для формирования потока Е2 при отсутствии согласования ско-

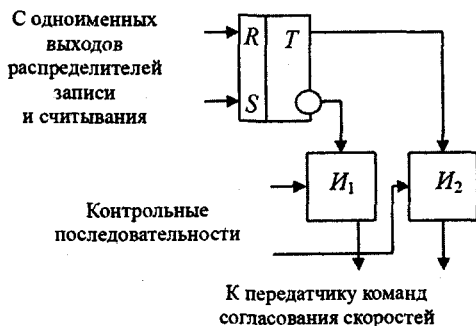


Рис. 3.18. Цифровой временной детектор

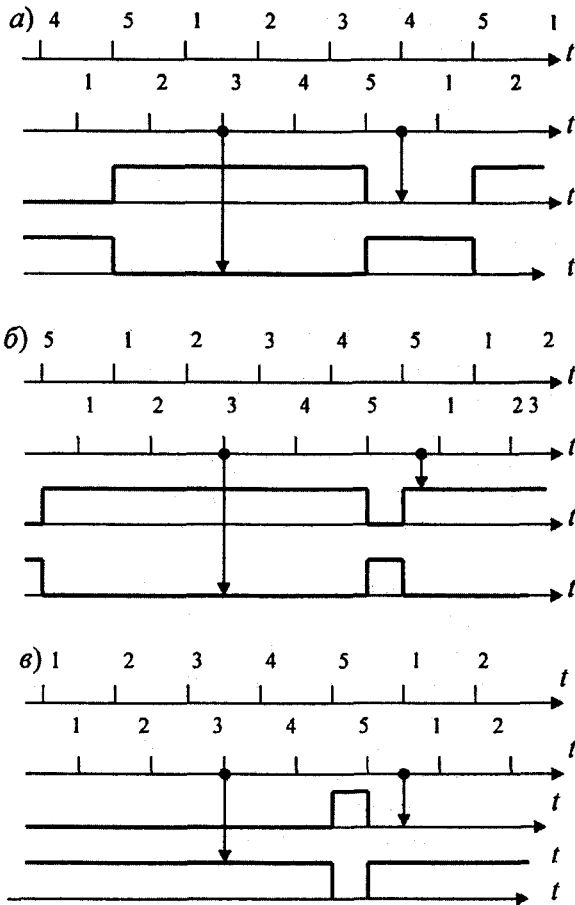


Рис. 3.19. Диаграмма работы цифрового временного детектора при отсутствии согласования скоростей (а), отрицательном согласовании скоростей (б) и положительном согласовании скоростей (в)

ростей (вставок). Триггер T управляется сигналами с пятых выходов распределителей записи и считывания. Контрольные последовательности снимаются с третьего и пятого выходов считывания, причем контрольная последовательность с пятого выхода распределителя считывания задержана на половину тактового интервала. Импульсная последовательность с третьего выхода распределителя соответствует по времени нулевому состоянию первого плеча триггера, а импульсная последовательность с пято-

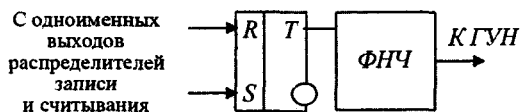


Рис. 3.20. Аналоговый временной детектор

го выхода распределителя – нулевому состоянию второго плеча триггера. В результате на выходах логических элементов I_1 и I_2 будет нулевой сигнал.

При отрицательном согласовании скоростей (рис. 3.19,б) импульсная последовательность с пятого выхода распределителя считывания совпадает с единичным состоянием второго плеча триггера T , в результате чего сформируется сигнал на выходе схемы I_2 .

При положительном согласовании скоростей (рис. 3.19,в) импульсная последовательность с третьего выхода распределителя считывания совпадает с единичным состоянием первого плеча триггера T и формирует сигнал на выходе схемы I_1 .

В системах с односторонним согласованием скоростей предусматривается одна схема совпадения.

В тракте приема оборудования асинхронного сопряжения для определения текущего значения временного интервала между моментами записи и считывания используется *аналоговый временной детектор* (рис. 3.20). В таком детекторе, так же как и в цифровом, импульсные последовательности с одноименных выходов распределителей записи и считывания подаются на отдельные входы триггера T , скважность импульсов на выходе которого характеризует взаимное временное положение сигналов записи и считывания.

Сигнал с выхода триггера подается на вход фильтра нижних частот (ФНЧ). На выходе ФНЧ вырабатывается напряжение, знак и величина которого определяются разностью длительностей положительных и отрицательных импульсов на выходе триггера T .

Когда временной интервал между моментами записи и считывания равен требуемому значению, скважность сигнала на выходе триггера (рис. 3.21,а) равна двум, а напряжение на выходе ФНЧ $U_{\text{ФНЧ}} = 0$. Когда значение временного интервала между моментами записи и считывания отличается от требуемого, скважность сигнала на выходе триггера уменьшается или увеличивается (в зависимости от знака изменения временного интервала), и на выходе временного детектора вырабатывается сигнал (рис. 3.21,б,в), характеризующий величину и знак этого отклонения.

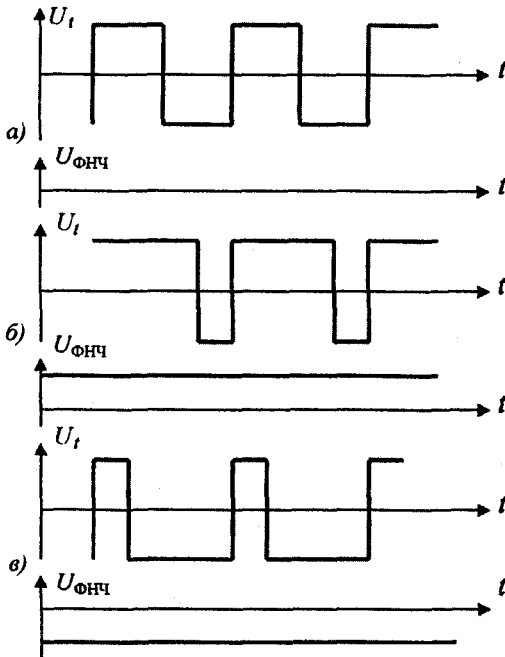


Рис. 3.21. Диаграммы работы аналогового временного детектора

3.5.3. Передатчик и приемник команд согласования скоростей

По своей информационной ценности команды о согласовании скоростей соответствуют цикловому синхросигналу. Действительно, искажение команды о согласовании скоростей в одном из компонентных потоков вызывает сбой цикловой синхронизации в соответствующей этому потоку аппаратуре. Это объясняется тем, что ошибка при опознании символов команд согласования равносильна изменению на один такт длительности цикла передачи (в ту или иную сторону в зависимости от вида ошибки) в цифровом потоке, передаваемом на вход приемной части аппаратуры компонентного потока. В соответствии с этим помехоустойчивость команд о согласовании скоростей в агрегатном потоке должна быть практически такой же, как и помехоустойчивость циклового синхросигнала в компонентном цифровом потоке. Однако между синхросигналами и командами согласования скоростей есть существенное отличие: первые несут информацию о длительном состоянии передающего устройства, фор-

мирующего цикл передачи, тогда как вторые – об однократных изменениях этого состояния. Поэтому помехоустойчивость синхросигнала обеспечивается методом накопления, а помехоустойчивость команд о наличии согласования скоростей – с помощью кодов, исправляющих ошибки.

В оборудовании временного группообразования, основанного на двустороннем согласовании скоростей, необходимо передать информацию о трех возможных состояниях блока асинхронного сопряжения тракта передачи: отсутствии согласования скоростей, наличии положительного согласования скоростей и наличии отрицательного согласования скоростей. При таком объеме передаваемой информации защиту от однократных ошибок могут обеспечить пятиразрядные кодовые группы, от двукратных – семиразрядные кодовые группы и т. д.

Число символов в командах согласования скоростей может быть уменьшено без снижения исправляющей способности этих команд при двухкомандной передаче сигналов согласования скоростей. В этом случае состояние отсутствие согласования скоростей передается чередованием команд о наличии положительного или отрицательного согласования скоростей, а состояние наличия положительного согласования скоростей или наличия отрицательного согласования скоростей – соответствующими сдвоенными командами. Как показано на рис. 3.22,а и б, пока временной интервал между моментами записи и считывания не достиг периода считывания, на выходе передатчика команд согласования скоростей вырабатываются чередующиеся (пассивные) команды: +, -, +, - и т. д. Когда временной интервал достигает периода считывания, вырабатываются две идентичные (активные) команды ++ или -- (в зависимости от знака изменения временного интервала). Этот способ позволяет не только обеспечить такую же, как в системах с односторонним согласованием скоростей, исправляющую способность команд согласования скоростей без увеличения длительности этих команд, но и достигнуть значительного увеличения их помехоустойчивости. Действительно, при искажении одной из чередующихся команд образуется последовательность из трех команд одного знака: при искажении отрицательной команды (рис. 3.22,в) образуется последовательность из трех положительных команд, а при искажении положительной команды (рис. 3.22,г) – последовательность из трех отрицательных команд. В неискаженном сигнале о наличии команд согласования строенные команды одного знака отсутствуют. Анализируя сигналы о наличии команд согласования скоростей по этому признаку, можно обнаружить и скорректировать практически любое искажение чередующихся команд. При искажении одной из сдвоенных команд формируется сдвоенная команда противоположного знака (рис. 3.22,д,е), которая в общем случае

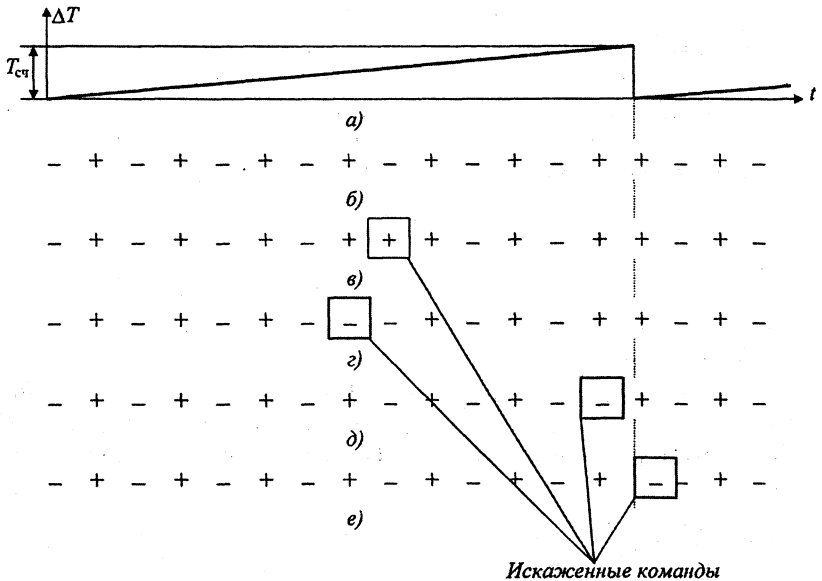


Рис. 3.22. Диаграммы, поясняющие принцип коррекции команд согласования скоростей

не может быть опознана как ложная. Поэтому в передатчике команд согласования скоростей необходимо фиксировать знак изменения временного интервала между сигналами записи и считывания и передавать информацию об этом знаке в приемное устройство блока асинхронного сопряжения с частотой, значительно превышающей частоту формирования активных команд о наличии согласования скоростей. Поскольку частота формирования активных команд мала, то требуется и малая пропускная способность канала, предназначенного для передачи информации о знаке изменения временного интервала.

При этом каждая двоякая команда несет в себе информацию только о наличии согласования скоростей, тогда как решение о знаке согласования скоростей принимается на основе многократно передаваемой информации о знаке изменения временного интервала между сигналами записи и считывания. В этом случае ложный прием команды согласования скоростей осуществляется при искажении двух и более команд подряд. Среднее время между двумя такими искажениями может быть получено из следующих рассуждений.

Вероятность искажения команд согласования скоростей равна

$$P_{ис} = 1 - \sum_{k=1}^r C_m^k p_n^k (1 - p_n)^{m-k},$$

где m – количество символов в кодовой группе; p_n – вероятность искажения символа; r – число корректируемых ошибок.

Тогда среднее время между двумя искажениями

$$M(t) = T_c / p_{ис} = T_c / \left(1 - \sum_{k=1}^r C_m^k p_n^k (1 - p_n)^{m-k} \right), \quad (3.17)$$

где T_c – период формирования команд согласования скоростей.

Расчеты показывают, что требуемая помехоустойчивость команд согласования скоростей обеспечивается при $m = 3$ ($r = 1$), причем команда + передается кодовой группой 111, а команда – кодовой группой 000. В случае двустороннего согласования скоростей формула (3.17) сводится к виду

$$M(t) \approx T_c / 9 p_n^2. \quad (3.18)$$

Отметим, что помехоустойчивость приемников команд согласования скоростей в системах с двусторонним согласованием в $1/p_{ис}$ раз выше, чем в системах с односторонним согласованием.

Структурная схема приемника команд согласования скоростей приведена на рис. 3.23.

Команды согласования скоростей поступают на вход опознавателя, где осуществляется преобразование трехсимвольных кодовых групп в последовательность команд + или -. Здесь же исправляются одиночные искажения в этих кодовых группах, т. е. кодовые группы вида 111, 110, 101, 011 преобразуются в команду +, а кодовые группы 000, 001, 010, 100 – в команду -. С выхода опознавателя эти команды поступают на вход дешифратора.

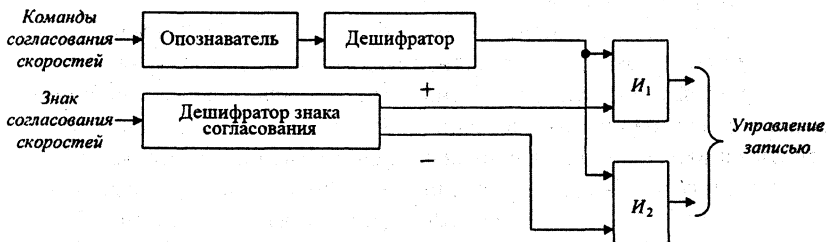


Рис. 3.23. Приемник команд согласования скоростей

шифратора команд, где преобразуются в сигналы о наличии или отсутствии команд согласования скоростей. Последовательность чередующихся команд $+ - +$ или $- - +$, а также последовательности строенных команд одного знака $+ + +$ или $- - -$ дешифрируются как сигналы об отсутствии команд согласования скоростей, причем эти строенные команды преобразуются в чередующиеся $(+ - +$ или $- - +$ соответственно). Последовательность команд $+ + -$ или $- - +$ преобразуется в сигнал о наличии команд согласования скоростей. Таким образом, при декодировании осуществляется исправление одиночных искажений команд согласования скоростей. Поскольку при этом анализируется последовательность из трех команд, согласование осуществляется в блоке асинхронного сопряжения тракта передачи (следовательно, и в тракте приема) только через три цикла после того, как зафиксировано, чтобы временной интервал между сигналами записи и считывания достиг величины, достаточной для введения команд согласования скоростей.

Информация о знаке согласования скоростей передается последовательностью единиц при положительном согласовании скоростей и нулей – при отрицательном согласовании. Дешифратор этих знаковых символов построен по принципу накопления. По сигналу о наличии команд согласования скоростей на выходах логических схем I_1, I_2 (в зависимости от знака согласования) вырабатываются соответственные сигналы запрета записи команды в ЗУ блока асинхронного сопряжения тракта приема или записи дополнительного информационного символа.

3.5.4. Устройство фазовой автоподстройки частоты

Устройство фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) (рис. 3.24) состоит из временного детектора (ВД), схемы управления (СУ) и генератора, управляемого напряжением (ГУН).

В СУ выделяется постоянная составляющая сигнала с выхода ВД. Спектр этого сигнала содержит постоянную составляющую, соответствующую случаю идеального усреднения; сумму гармонических колебаний, обусловленных наличием разности частот записи и считывания в тракте передачи блока асинхронного сопряжения, и сложное колебание, обусловленное наличием времени ожидания. Подавление двух последних составляющих спектра сигнала на выходе ВД обеспечивает идеальное восстановление первоначальной скорости цифрового потока. Для этого в СУ необходимо использовать фильтр нижних частот (ФНЧ) с бесконечно малой полосой пропускания. Однако при этом не обеспечивается необходимая полоса захвата устройства ФАПЧ, которая не может быть меньше

максимального расхождения частоты записи в передающем устройстве $f_{з. пер}$ и частоты считывания в приемном устройстве $f_{сч. пр}$, т. е.

$$\Delta F_{ФНЧ} > \Delta f_{з. пер} + \Delta f_{сч. пр},$$

где $\Delta F_{ФНЧ}$ – полоса пропускания ФНЧ. В аппаратуре формирования, например, потока Е2 $\Delta f_{з. пер} = \Delta f_{сч. пр} = 60$ Гц, следовательно $\Delta F_{ФНЧ} = 120$ Гц.

Составляющие сигнала с выхода ВД, попадающие в полосу частот $\Delta F_{ФНЧ}$, проходят на вход ГУН, что приводит к временным флуктуациям передаваемого цифрового потока. Системы с односторонним согласованием скоростей характеризуются большими значениями частоты согласования скоростей f_c . Поэтому составляющие, обусловленные наличием разности частот записи и считывания, являются достаточно высокочастотными и могут быть подавлены ФНЧ, а составляющие, обусловленные наличием времени ожидания, при определенных условиях могут быть сколь угодно низкочастотными из-за большого значения отношения частоты f_c и частоты команд согласования скоростей $f_{ск}$, а следовательно достаточно существенными.

Системы с двусторонним согласованием скоростей характеризуются малыми значениями f_c . Поэтому составляющие, обусловленные наличием разности частот записи и считывания, оказываются достаточно низкочастотными и не могут быть подавлены ФНЧ, в то время как составляющие, обусловленные наличием времени ожидания, из-за малого отношения частоты f_c и частоты команд согласования скоростей $f_{ск}$ оказываются незначительными.

Таким образом, в системах с односторонним согласованием скоростей основным источником низкочастотных составляющих управляющего сигнала (а следовательно и флуктуаций сигнала на выходе оборудования сопряжения) является время ожидания, а в системах с двусторонним согласованием – разность частот записи и считывания. При использовании в цепи управления ГУН простого ФНЧ временные флуктуации на выходе оборудования формирования потока Е2, например, могут достигать периода тактовой частоты.

Известен способ уменьшения временных флуктуаций, основанный на компенсации низкочастотных составляющих в сигнале на выходе ГУН. Этот способ заключается в том, что из последовательностей импульсов, соответствующих моментам согласования скоростей, на выходе ГУН формируется компенсирующий сигнал, содержащий те же низкочастотные составляющие, что и сигнал на выходе ВД в передающем устройстве, но противоположной фазы. Компенсирующий сигнал формируется с помощью интегратора и инвертора (рис. 3.24). На выходе интегратора в спектре

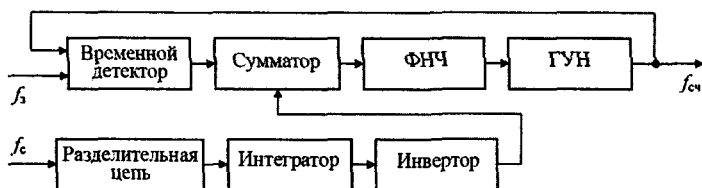


Рис. 3.24. Устройство ФАПЧ с компенсацией высокочастотных составляющих управляющего сигнала

компенсирующего сигнала будет содержаться постоянная составляющая, равная составляющей сигнала управления на выходе ВД. Тогда на выходе сумматора будут подавляться не только низкочастотные составляющие сигнала с выхода ВД, но и постоянная составляющая этого сигнала, что недопустимо.

Постоянная составляющая в спектре компенсирующего сигнала подавляется с помощью разделительной цепи, включенной на входе интегратора. Ширина полосы подавления ΔF_n определяет границу частот в спектре сигнала на выходе ВД, ниже которой компенсация не производится. Выбрать ΔF_n сколь угодно малой нельзя, поскольку при этом из сигнала управления будут вычитаться и высокочастотные составляющие, определяемые нестабильностями частот записи в передающем и приемном устройствах. Следовательно, необходимо, чтобы $\Delta F_n > \Delta f_{s \text{ пер}} + \Delta f_{сч \text{ пр}}$.

Существенного уменьшения временных флуктуаций во всем диапазоне частот можно достигнуть путем передачи в приемное устройство информации об изменении временных интервалов (ВИ) между моментами записи и считывания на величину, значительно меньшую периода считывания. Для этого в передающем устройстве используется дополнительный временной детектор (ВД), формирующий сигналы о промежуточных значениях ВИ между моментами записи и считывания, соответствующих изменению этого интервала $\Delta T_{пр}$ на величину, значительно меньшую периода считывания $T_{сч}$. В приемном устройстве в соответствии с данной информацией в цепи передачи сигнала записи вводится или выводится (в зависимости от знака изменения ВИ) задержка, равная $\Delta T_{пр}$. В результате ВИ между последовательностями записи и считывания в приемном устройстве не превосходят $\Delta T_{пр}$, что приводит к соответствующему уменьшению временных флуктуаций передаваемого сигнала.

Структурная схема временного детектора, реализующего промежуточную фиксацию значений ВИ, приведена на рис. 3.25.

Этот детектор включает в себя детектор моментов согласования скорос-

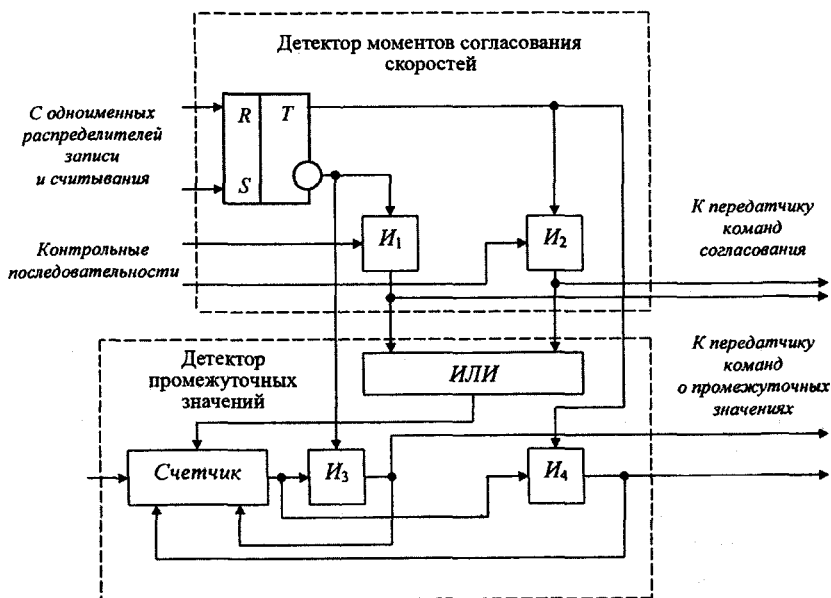


Рис. 3.25. Временной детектор с фиксацией промежуточных значений ВИ между моментами записи и считывания

тей, аналогичный изображенному на рис. 3.18, и детектор промежуточных значений ВИ между сигналами записи и считывания, состоящий из счетчика импульсов и логических элементов ИЛИ, I_3 и I_4 .

Каждый сигнал согласования скоростей через элемент ИЛИ устанавливает счетчик в исходное состояние, при котором сигнал на выходе счетчика соответствует 32-й позиции цикла. При этом ВИ между последовательностями записи и считывания равен периоду считывания $T_{сч}$, и на выходах логических элементов I_3 и I_4 вырабатывается нулевой сигнал. При изменении ВИ (в сторону увеличения или уменьшения) на величину $0,125T_{сч}$ на выходе соответствующего логического элемента (I_3 или I_4) вырабатывается сигнал, свидетельствующий о достижении ВИ первого промежуточного значения ($T_{сч} \pm \Delta T_{сч}$) и сдвигающий в соответствующую сторону временное положение сигнала с выхода счетчика импульсов. В результате сигнал с выхода счетчика импульсов будет сфазирован либо с 36-й позицией цикла, либо с 28-й позицией до тех пор, пока ВИ между последовательностями записи и считывания не достигнет величины ($T_{сч} \pm 2\Delta T_{сч}$), после чего производится фазирование счетчика с 40-й или с 24-й позицией цикла и т. д.

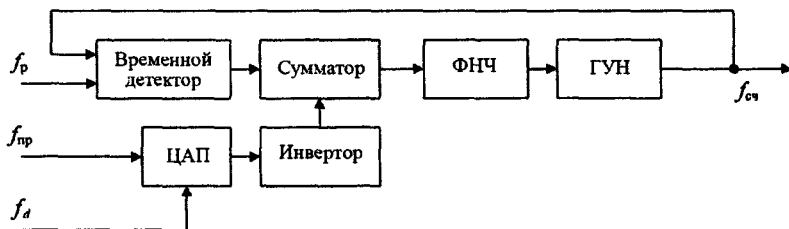


Рис. 3.26. Устройство ФАПЧ с передачей промежуточных значений ВИ между моментами записи и считывания

В устройстве ФАПЧ, структурная схема которого приведена на рис. 3.26, по каждому сигналу о достижении ВИ промежуточного порогового значения осуществляется (рис. 3.27,а) увеличение или уменьшение (в зависимости от знака согласования скоростей) компенсирующего напряжения (рис. 3.27,б).

Компенсирующий сигнал, вырабатываемый цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП), вычитается из сигнала с выхода ВД, в результате чего на выходе ФНЧ формируется сигнал, управляющий работой ГУН. Естественно, что период следования промежуточных значений $T_{пр}$ не может быть меньше максимального изменения ВИ между сигналами записи и считывания за период передачи команд о достижении промежуточных значений $T_{пр}$.

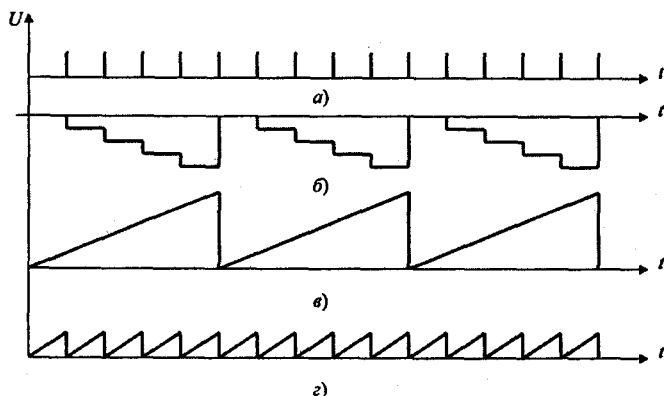


Рис. 3.27. Временные диаграммы сигналов в устройстве ФАПЧ с передачей промежуточных значений:
а – сигнал о промежуточных значениях временного сдвига; б – вспомогательный сигнал; в – сигнал на выходе ВД; г – сигнал, управляющий работой ГУН

Передача промежуточных значений ВИ между сигналами записи и считывания приводит к изменению спектрального состава управляющего напряжения. Анализируя рис. 3.27, в, г, можно видеть, что при сохранении пилообразного характера управляющего напряжения его частота увеличивается. Это обеспечивает более полное подавление переменных составляющих управляющего напряжения.

3.6. Объединение цифровых потоков в синхронной цифровой иерархии

Качественно новым этапом в развитии цифровых систем передачи явилось создание в 1989 г. синхронной цифровой иерархии – СЦИ (или Synchronous Digital Hierarchy – SDH).

Передача информации в СЦИ сочетается с функцией контроля, управления и обслуживания (Operation, Administration and Management – OAM), что достигается введением в состав оборудования систем передачи компьютеров и соответствующих интерфейсных, контрольных и исполнительных устройств, имеющих доступ к соответствующим составляющим цифрового потока, элементов сети связи и называется *транспортированием*. Иными словами, СЦИ представляет набор унифицированных цифровых структур с целью транспортирования по физическим цепям необходимым образом адаптированных стандартных цифровых потоков.

Системы передачи СЦИ рассчитаны на транспортирование цифровых потоков (сигналов) ПЦИ различных стандартов и уровней, а также широкополосных сигналов, связанных с внедрением новых услуг электросвязи. Для каждого уровня СЦИ стандартизированы скорости передачи группового цифрового сигнала и структуры циклов.

Для первого уровня СЦИ установлена скорость передачи 155,52 Мбит/с. Скорости высших уровней получаются умножением скорости первого уровня на число, соответствующее наименованию уровня. Уровни СЦИ приведены в табл. 3.2.

Для передачи информации с вышеприведенными уровнями скоростей в СЦИ используются информационные блоки, называемые синхронными транспортными модулями (Synchronous Transport Module – STM), которые представляют собой блочную циклическую структуру с периодом повторения $T_{ц} = 125$ мкс.

Кроме информационной нагрузки, STM несут значительный объем избыточных сигналов, обеспечивающих функционирование OAM, и др.

Исходной информационной нагрузкой для STM-N (N – порядок STM, N = 1, 4, 16, 64, 256) являются цифровые потоки ПЦИ со скоростями пе-

Уровень иерархии	Синхронная цифровая иерархия	
	Обозначения	Скорости передачи, Мбит/с
Первый	STM-1	$155,52 \approx 155$
Четвертый	STM-4	$155,52 \times 4 = 622,08 \approx 622$
Шестнадцатый	STM-16	$155,52 \times 16 = 2488,32 \approx 2500$
Шестьдесят четвертый	STM-64	$155,52 \times 64 = 9953,28 \approx 10000$
Двести пятьдесят шестой	STM-256	$155,52 \times 256 = 39813,12 \approx 40000$

редачи (округленно) 2, 34 и 140 Мбит/с европейского стандарта ПЦИ и 1,5, 6,0 и 45 Мбит/с североамериканского стандарта ПЦИ.

В качестве основного формата в СЦИ принят синхронный транспортный модуль – СТМ (или Synchronous Transport Modul – STM), имеющий скорость передачи 155,52 Мбит/с и включающий в себя цифровые потоки европейского и североамериканского стандартов ПЦИ.

Синхронный транспортный модуль представляет собой блочную циклическую структуру с периодом повторения 125 мкс. Основной модуль STM-1, модули высших уровней STM-4, STM-16, STM-64 и STM-256, кроме основной информационной нагрузки, несут значительный объем избыточных сигналов, обеспечивающих функции контроля, управления и обслуживания, а также ряд вспомогательных функций.

Структурная схема временного группообразования или мультиплексирования для STM-N потоков ПЦИ европейского и североамериканского стандартов приведена на рис. 3.28.

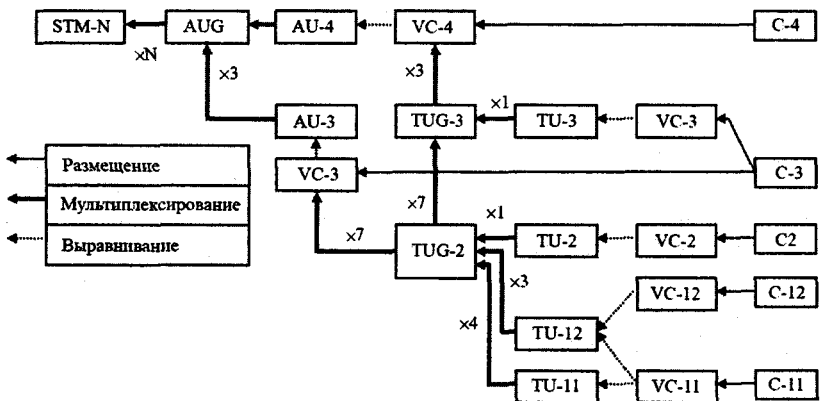


Рис. 3.28. Схема преобразований в синхронной цифровой иерархии

Исходная информационная нагрузка (потoki PDH E1, E3 и E4 европейского стандарта и DS1, DS2 и DS3 американского стандарта) пакуется в контейнеры С (Container) соответствующего уровня, представляющие базовые элементы структуры мультиплексирования SDH, соответствующие уровням ПЦИ. Рассмотрим пример формирования синхронного транспортного модуля N-го уровня.

Четверичный цифровой поток европейского стандарта E4 со скоростью передачи 140 Мбит/с, что соответствует 2176 байтам на длительности цикла $T_{ц} = 125$ мкс, путем добавления выравнивающих байт преобразуется в контейнер уровня C-4; третичный цифровой поток E3 с числом 537 байт на длительности $T_{ц} = 125$ мкс путем добавления выравнивающих байт преобразуется в контейнер уровня C-3. Аналогично цифровой поток североамериканского стандарта ПЦИ уровня DS3 со скоростью передачи 45 Мбит/с преобразуется также в контейнер уровня C-3. Первичный цифровой поток E1 путем добавления выравнивающих бит преобразуется в контейнер типа C-12, а североамериканский DS1 – в контейнер C-11. Затем контейнеры C-4, C-3, C-12 или C-11 посредством операции размещения преобразуются в виртуальные контейнеры VC (Virtual Container – VC) соответствующего уровня с периодом 125 или 250 мкс. Виртуальный контейнер VC получается из контейнера С путем добавления в структуру последнего байт трактового заголовка POH (Path Over Head), обеспечивающего контроль качества тракта и передачу аварийной и эксплуатационной информации. Условно операция размещения заключается в том, что информация, содержащаяся в контейнере С, размещается на определенных позициях виртуального контейнера, чередуясь с битами трактового заголовка.

Для европейского стандарта СЦИ имеют место следующие типы виртуальных контейнеров:

- VC-12, содержащий контейнер C-12 и трактовый заголовок – POH, который путем выравнивания, заключающегося в добавлении байт указателя PTR (PointeR – указатель), преобразуется в компонентный блок уровня TU-12 (Tributary Unit – TU);

- VC-3 – виртуальный контейнер высшего уровня, содержащий контейнер C-3, трактовый заголовок – POH, и далее выравниванием и добавлением байт указателя PTR преобразуется в компонентный блок уровня TU-3;

- VC-4 – виртуальный контейнер высшего уровня, содержащий контейнер C-4 и трактовый заголовок, который путем выравнивания и добавления байт PTR преобразуется в административный блок AU-4 (Administrative Unit – AU).

Соответствующим мультиплексированием с коэффициентами мультиплексирования, равными 3, 7 и 1, формируются группы компонентных

блоков TUG (Tributary Unit Group) второго TUG-2 и третьего (высшего) TUG-3 уровней.

Как следует из рис. 3.28, виртуальный контейнер VC-4 формируется либо на основе контейнера C-4, либо путем мультиплексирования с коэффициентом мультиплексирования, равным 3, из компонентных блоков TUG-3. Виртуальный контейнер VC-4 преобразуется в административный блок AU-4, а последний с помощью мультиплексирования преобразуется в группу административных блоков AUG.

Процесс формирования синхронного транспортного модуля уровня N, т.е. STM-N (где N=1, 4, 16 и 64) может быть условно представлен формулой:

$$STM-N = AUG-N + SOH,$$

где AUG-N – группа административных блоков порядка N; SOH – Section Over Head – секционный заголовок, состоящий из двух частей: заголовка регенерационной секции или RSOH – Regeneration Section Over Head и заголовка мультиплексной секции или MSON – Multiplex Section Over Head. Секцией СЦИ называется комплекс технических средств, предназначенный для передачи нормализованных синхронных транспортных модулей с соответствующей скоростью передачи. Секция СЦИ начинается (заканчивается) в месте формирования (удаления) заголовков SOH. Секция может быть регенерационной или мультиплексной.

Секционный заголовок – часть цикла STM-N, несущая информацию цикловой синхронизации, служебной связи, каналов системы обслуживания, каналов пользователя, качества секции и т.п.

Следовательно, заголовок регенерационной секции RSOH передается между регенераторами и выполняет функции цикловой синхронизации, контроля ошибок, указания порядка STM, создания канала передачи данных, служебной связи. Заголовок мультиплексной секции MSON передается между точками доступа, в которых формируется и расформируется VC, и выполняет функции контроля ошибок, создания канала управления автоматическим переключением на резерв, передачи данных и служебных связей различного назначения.

Рассмотрим основные этапы формирования синхронного транспортного модуля STM-1 на основе компонентных цифровых потоков плезихронной цифровой иерархии различных стандартов.

3.6.1. Формирование STM-1 на основе компонентного потока E1

Исходным является цифровой поток со скоростью 2048 Кбит/с или 32 байта в цикле длительностью $T_{\text{ц}} = 125$ мкс.

Первый этап. С целью выравнивания скоростей путем добавления в структуру потока E1 2-х байт формируется контейнер типа C-12 (рис. 3.28), т.е. информационный блок емкостью 34 байта.

Второй этап. Путем добавления в структуру C-12 трактового заголовка (Path Over Head – POH) емкостью в 1 байт формируется виртуальный контейнер типа VC-12 (Virtual Container-12) с информационной емкостью в 35 байт. На этом этапе также осуществляется процесс выравнивания скоростей.

Третий этап. В структуру VC-12 вводится 1 байт указателя (PoinTeR – PTR), определяющего местоположение отдельного VC-12 в структуре более высокого иерархического слоя, тем самым формируется субблок или трибный блок типа TU-12 (Tributary Unit – 12) информационной емкостью в 36 байт. На этом этапе происходит обработка указателей. Субблок TU-12 в технологии SDH представляется кадром (фреймом) или циклом, содержащим 4 столбца и 9 строк. Каждая ячейка такого кадра соответствует одному байту. На этом этапе, как и на двух предыдущих, также осуществляется процесс выравнивания скоростей.

Четвертый этап. Путем мультиплексирования 3 субблоков TU-12 получаем группу трибных блоков (субблоков) типа TUG-2 (Tributary Unit Group – 2), информационной емкостью $36 \times 3 = 108$ байт. Трибутарный блок TUG-2 представляет цикл (фрейм), содержащий $4 \times 3 = 12$ столбцов и 9 строк.

Пятый этап. Мультиплексированием 7-ми блоков TUG-2 формируется группа трибных блоков типа TUG-3 информационной емкостью $7 \times 108 = 756$ байт. Трибутарный блок TUG-3 представляет цикл (фрейм), содержащий $4 \times 3 \times 7 = 84$ столбца и 9 строк.

Шестой этап. С целью выравнивания скоростей в структуру TUG-3 добавляется 3 байта, соответствующих полному индикатору нулевого указателя – NPI (Null Pointer Indicator), и 15 байтов, соответствующих фиксированному наполнителю (Fixed Stuff - FS) – пустому полю с фиксированным положением внутри цикла (фрейма). Таким образом, информационная емкость TUG-3 с учетом последнего составляет 774 байта или фрейм, состоящий из 86 столбцов и 9 строк.

Седьмой этап. Мультиплексированием 3 трибутарных блоков TUG-3 ($774 \times 3 = 2322$ байта), добавлением 9 байтов трактового заголовка POH ($2322 + 9 = 2331$) и 18 байтов FS ($2331 + 18 = 2349$) формируется виртуальный контейнер типа VC-4 информационной емкостью 2349 байт. Виртуальный VC-4 представляет собой фрейм (кадр), состоящий из 261 столбца и 9 строк.

Восьмой этап. В структуру контейнера VC-4 вводятся 9 байт указателя PTR, и в результате этого формируется административный блок типа AU-4 (Administrative Unit) емкостью $2349 + 9 = 2358$ байт, представляющий собой фрейм (кадр), состоящий из 262 столбцов и 9 строк. Мультиплексированием

блоков AU-4 получаем групповой административный блок AUG (Administrative Unit Group).

Девятый этап. Путем добавления в структуру блока AU-4 $3 \times 9 = 27$ байт регенерационного заголовка RSON и $5 \times 9 = 45$ байт заголовка мультиплексной секции MSON формируется синхронный транспортный модуль первого порядка типа STM-1, представляющий собой фрейм (кадр), состоящий из 270 столбцов и 9 строк. Следовательно, информационная емкость STM-1 равна $270 \times 9 = 2430$ байт, а скорость передачи цифрового потока STM-1 равна $2430 \times 8 \times 125 \times 10^6 = 155,52$ Мбит/с.

3.6.2. Формирование STM-1 на основе компонентного потока E3

Исходным является цифровой поток E3 со скоростью передачи 34368 Кбит/с или последовательностью в 537 байт в цикле длительностью $T_{ц} = 125$ мкс, получаемой из соотношения $34368 \times 1000 \times 125 \times 10^{-6} = 537$ байт.

Первый этап. Добавлением в структуру потока E3 219 байт осуществляется процесс выравнивания и формирования контейнера типа C-3 информационной емкостью $537 + 219 = 756$ байт.

Второй этап. Продолжается процедура выравнивания и формирования виртуального контейнера типа VC-3 добавлением в структуру C-3 трактового заголовка POH 9 байт: $VC-3 = C-3 + POH = 756 + 9 = 765$ байт.

Третий этап. С целью идентификации виртуального контейнера VC-3 в информационном слое более высокого порядка в структуру VC-3 вводится указатель PTR емкостью 3 байта и формируется трибный блок (субблок) типа TU-3, т.е. $TU-3 = VC-3 + PTR = 765 + 3 = 768$ байт.

Четвертый этап. Добавлением 6 байтов, соответствующих фиксированному наполнителю (Fixed Stuff – FS), и мультиплексированием формируется групповой трибный блок типа TUG-3: $TUG-3 = TU-3 + FS = 768 + 6 = 774$.

Пятый этап. Мультиплексированием блока TUG-3 с коэффициентом умножения равным 3, формируется контейнер типа C-4, емкостью равной $C-4 = 774 \times 3 = 2322$ байта.

Шестой этап. Добавлением к контейнеру C-4 9 байтов трактового заголовка POH получаем соответствующий ему виртуальный контейнер VC-4 емкостью 2331 байт.

Седьмой и восьмой этапы соответствуют двум последним этапам формирования STM-1 на основе потока E1.

3.6.3. Формирование STM-1 на основе компонентного потока E4

Компонентный поток E4 имеет скорость 139264 Кбит/с, что соответствует последовательности емкостью в 2176 байт ($139264/64=2176$) на длительности цикла $T_{ц} = 125$ мкс.

Первый этап. Добавлением в структуру потока E4 164 выравнивающих байтов формируется контейнер типа C-4 емкостью 2340 байт.

Второй этап. Добавлением в структуру потока C4 9 байта трактового заголовка формируется виртуальный контейнер типа VC-4 емкостью 2349 байт.

Третий этап. Добавлением в структуру виртуального контейнера VC-4 9 байтов указателя PTR формируется административный блок типа AU-4 емкостью 2358 байт. Мультиплексированием этой информационной последовательности с коэффициентом умножения, равным 1, получаем групповой административный блок типа AUG-4.

Четвертый этап. Добавлением в структуру AUG-4 27 байт заголовка регенерационной секции RSOH и 45 байт заголовка мультиплексной секции MSON формируется STM-1: $STM-1 = AUG-4 + RSOH + MSON = 2358 + 18 + 45 = 2430$ байт.

Сборка синхронных транспортных модулей более высокого порядка осуществляется мультиплексированием STM-1 с соответствующими коэффициентами умножения: 4, 16, 64 и 256.

В СЦИ принято изображать цикл передачи (структуру модуля блока) в виде матрицы (или фрейма), содержащей n строк и m столбцов, передава-

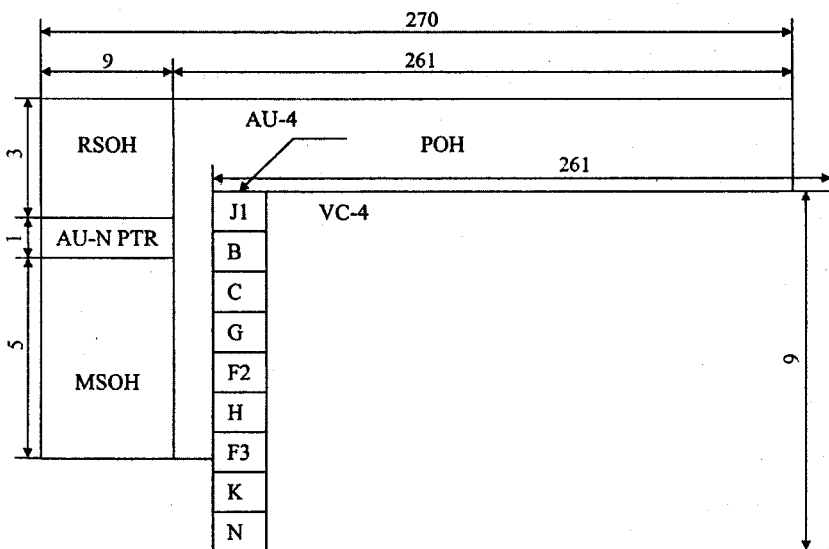


Рис. 3.29. Структура цикла (фрейма) и фрагменты отображения AU-4 на STM

емых за период цикла, равный $T_u = 125$ мкс. Каждый элемент рамки содержит один байт информации (8 бит). Порядок передачи байтов во всех структурах один и тот же – слева направо, а затем сверху вниз. Наиболее значащий бит байта передается первым. Первые столбцы содержат обычно служебные каналы.

На рис. 3.29 приведен формат STM-1 с фрагментами отображения AU-4 и VC-4.

Как следует из рисунка, таблица содержит $n = 9$ строк и $m = 270$ столбцов. Первые 9 столбцов и три строки используются для передачи заголовков регенерационной секции RSOH; одна строка из девяти столбцов для передачи указателей группы административных блоков AUG-N, 5 строк из девяти столбцов служат для передачи секционного заголовка MSOH.

VC-4 четвертого порядка с трактовыми заголовками и указателями. Структура заголовков STM и VC соответствующего уровня приведена на рис. 3.30. Значения байтов каждого из заголовков следующие:

Для STM-1. A1, A2 – байты линейного сигнала цикловой синхронизации: A1 – 11110110 и A2 – 00101000; J0 – идентификатор модуля STM; B1 – байт контроля ошибок с использованием кода ВР-8 служит для проверки на четность с целью обнаружения ошибок на секции регенерации; байт ВР-8 формирует 8-битную последовательность, вычисляемую по всем битам предыдущего цикла после процедуры скремблирования, и помещает ее в байт В1 текущего цикла до скремблирования; B2 – байты контроля ошибок с использованием кода ВР-24 служат для проверки на четность с целью обнаружения ошибок на мультиплексной секции; D1–D-3 – байты канала передачи данных между регенераторами со скоростью 64×3 кбит/с; D4–D-12 – байты ка-

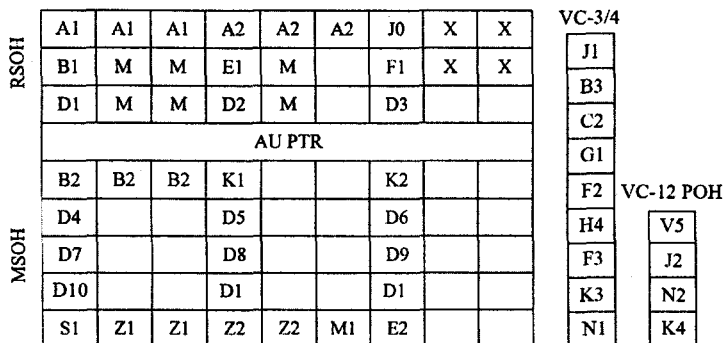


Рис. 3.30. Структура заголовков STM-1 и VC-12/3/4

нала передачи данных между мультиплексорами со скоростью 64×9 кбит/с; E1, E2 – байты канала служебной связи между регенераторами (E1) и мультиплексорами (E2); F1 – байт канала пользователя; K1, K2 – байты каналов автоматического переключения и оповещения при резервировании; M1 – байт сигнала оповещения ошибки с дальнего конца; S1(2) – байт статуса синхронизации; Z – байты для использования в национальных целях.

Шесть байтов M могут быть использованы для идентификации среды передачи (волоконно-оптический кабель, радиорелейная линия, коаксиальный кабель); байты X используются для нужд национальных сетей. Все непомеченные байты зарезервированы для использования на последующих этапах международной стандартизации.

Для VC-3/4. J1 – байт идентификатора соответствующего виртуального тракта; B3 – байт обнаружения ошибок (BIP); C2 – байт сигнальной метки, используемый для оповещения дальнего конца о качестве приема сигналов VC-4/3; F2, F3 – байты канала пользователя; H4 – байт индикации сверхцикла, используется как цикловая метка, когда полезная информация распределена по нескольким циклам; K3 – байт канала автоматического переключения на резерв; N1 – байт контроля тандемного соединения операторов и канала передачи данных; G1 – байт состояния маршрута, дающий информацию по обратной связи от оконечной к исходной точке формирования маршрута.

Для VC-12. V5 – биты байта для обнаружения ошибок оповещения противоположного пункта о качестве приема и о неисправностях; J2 – байт идентификатора виртуального тракта; N2 – байт контроля сетевого оператора; K4 – байт канала автоматического переключения на резерв.

3.6.4. Формирование STM-1 на основе потока DS1 североамериканского стандарта

Поток DS1 формально представляется в виде 24-байтной последовательности. Контейнер C-11 (рис. 3.28) имеет емкость в 25 байт и получается путем добавления к DS1 одного выравнивающего байта. Виртуальный контейнер VC-11 емкостью 26 байт формируется введением в структуру C-11 одного байта трактового заголовка POH. Формирование субблока TU-11 осуществляется добавлением в структуру VC-11 одного байта. Следовательно, емкость TU-11 равна 27 байтам. Мультиплексированием последнего с коэффициентом мультиплексирования, равным 4, получаем группу субблоков типа TUG-2 $27 \times 4 = 108$ байт. Последующий процесс формирования STM-1 тот же, что и в варианте сборки на основе потока E1.

Возможен и такой вариант: DS1 + 1 байт = C-11 = 25 байт; C-11 + 1 байт = VC-12 = 26 байт; VC-12 + 1 байт = TU-11 = 27 байт. Далее, в структуру

TU-11 добавляются байты пустого поля TU-12 емкостью $FS_{TU-12} = 9$ байт (чего не было при формировании STM-1 на основе потока E1), в результате чего формируется субблок типа TU-12 = TU-11 + 9 байт = 36 байт (по емкости равный такому же блоку, формируемому на основе потока E1).

3.6.5. Формирование STM-1 на основе потока DS2 североамериканского стандарта

Поток DS2 добавлением соответствующего числа бит преобразуется в контейнер C-2, рис. 3.28. Далее добавлением к байтам C-2 байта трактового заголовка PОН формируется виртуальный контейнер VC-2, а включением в структуру VC-2 байт указателя PTR получаем субблок типа TU-2. Емкость такого субблока равна 108 байтам. Мультиплексированием субблока TU-2 с коэффициентом, равным 1, получаем группу субблоков типа TUG-2. Последующий процесс формирования STM-1 тот же, что и в варианте сборки на основе потока E1 или потока DS1.

3.6.6. Формирование STM-1 на основе потока DS3 североамериканского стандарта

Поток DS3 формально может быть представлен в виде 699-байтной последовательности ($44736 \cdot 125 \cdot 10^{-6} = 699$), которая путем добавления 57 байт доводится до емкости, равной 756 байтам, соответствующей емкости контейнера C-3 (рис. 3.28). Добавляя 9 байт трактового заголовка, формируется виртуальный контейнер VC-3. Последующий процесс формирования STM-1 тот же, что и в вариантах сборки на основе потока E3 или потоков E1, DS1, DS2.

Скорости передачи цифровых потоков синхронных модулей более высоких порядков получаются умножением скорости передачи цифрового потока STM-1 на значение порядка N, т.е. на $N = 4, 16, 64, 256$. Следовательно, скорость передачи STM-4 будет равна $C_4 = 155,52 \cdot 4 = 622,08$ Мбит/с; скорость передачи цифрового потока соответствующего STM-16, будет равна $C_{16} = 155,52 \times 16 = 2488,32$ Мбит/с или $C_{16} = 2,5$ Гбит/с; для STM-64 имеем: $C_{64} = 155,52 \times 64 = 9953,28$ Мбит/с или $C_{64} = 10$ Гбит/с и для STM-256 получим: $C_{256} = 155,52 \times 256 = 39815,68$ Мбит/с или $C_{256} = 40$ Гбит/с.

Совокупность устройств, предназначенных для передачи виртуальных контейнеров типа VC-11, VC-12 и VC-2, называется трактами *низшего порядка*.

Совокупность устройств, предназначенных для передачи виртуальных контейнеров типа VC-3 и VC-4, называется трактами *высшего порядка*.

3.7. Функциональные блоки аппаратуры SDH

3.7.1. Общие положения

Архитектура аппаратуры SDH для различных скоростей компонентных цифровых потоков различна, но реализуется с использованием одинаковых логических модулей.

Основным функциональным модулем оборудования SDH является синхронный мультиплексор (Synchronous Multiplexer – SMUX), основу которого составляет своеобразный программируемый микропроцессор. Он служит как для объединения (мультиплексирования) компонентных (низкоскоростных) потоков в агрегатный (высокоскоростной) поток, так и для демультиплексирования (разделения) высокоскоростного потока с целью выделения из агрегатного потока компонентных потоков. Кроме этих функций, мультиплексор позволяет подключать стандартные потоки ПЦИ непосредственно к своему входу, выполнять задачи коммутации, концентрации и регенерации. Универсальность SMUX обуславливается его модульной конструкцией, при которой выполняемые функции определяются лишь его программированием, возможностями системы управления и составом функциональных модулей, включенных в спецификацию мультиплексора. В технологии объединения/разделения компонентных цифровых потоков различают два типа мультиплексоров: *терминальный мультиплексор* и *мультиплексор ввода/вывода*.

Терминальный мультиплексор (ТМ) является мультиплексором и окончательным устройством оборудования SDH с каналами доступа, соответствующими компонентным цифровым потокам псевдосинхронной и синхронной цифровых иерархий. ТМ позволяет вводить/выводить компонентные потоки или коммутировать их для целей формирования соответствующих информационных структур SDH.

Максимальный набор каналов доступа (STM-256) включает компонентные потоки PDH европейского и североамериканского стандартов и всей иерархии SDH (STM-1...STM-64). Если компонентные потоки PDH (E1...E4, DS1...DS3) являются электрическими, т.е. использующими электрический интерфейс, то компонентные потоки SDH могут быть как электрическими (STM-1), так и оптическими (STM-1...STM-64).

Мультиплексор ввода/вывода (МВВ), позволяющий вводить/выводить соответствующие компонентные цифровые потоки и осуществлять сквозную коммутацию транзитных потоков в обоих направлениях передачи (например, на уровне контейнеров VC-12, VC-3 или VC-4). МВВ позволяет осуществлять переключение тракта приема на тракт передачи

в случае выхода из строя одного из направлений, т.е. осуществлять функцию резервного переключения. Наконец, МВВ позволяет (в случае аварийного выхода из строя мультиплексора) пропускать (в аварийном пассивном режиме) основной оптический поток в обход мультиплексора.

Рассмотрим структуру ТМ и его основные интерфейсы для формирования STM-1 на основе потоков E1 и E4.

3.7.2. Структура терминального мультиплексора для формирования STM-1 на основе компонентного потока E1

Обобщенная структурная схема ТМ, осуществляющая мультиплексирование и демультимплексирование плезихронных потоков E1, представлена на рис. 3.31.

Компонентный цифровой поток E1 поступает на модуль *LOI* (Lower Order Interface) – интерфейс низшего порядка или интерфейс формирования виртуального контейнера VC-12.

Модуль *LOI* состоит из трех функциональных блоков (рис. 3.32).

Блок *PPI* (Plesiochronous Physical Interface) – плезихронный физический интерфейс – предназначен для выделения из потока E1 тактовой частоты, декодирования стыковочного кода HDB3 и передачи преобразованного потока E1 в блок *LPA*.

При выводе компонентного потока из ТМ (т. е. при приеме) в этом блоке происходят обратные преобразования: формирование стыковочного кода HDB3 и адаптация соответствующего сигнала к физической среде.

Блок *LPA* (Lower order Path Adaptation) – адаптация тракта низшего порядка (компонентного потока E1), состоящая в том, чтобы осуществить ввод преобразованного в *PPI* компонентного потока в синхронный контейнер C-12 и на приеме выполнить обратные преобразования. Кроме того, блок *LPA* выполняет операцию выравнивания скоростей (положительного/отрицательного) на уровне битов.

Блок *LPT* (Lower order Path Termination) – окончание (терминал) тракта низшего порядка. Этот блок предназначен для формирования виртуального контейнера VC-12 путем добавления в контейнер C-12 байтов трактового заголовка (РОН).

На приеме в блоке осуществляется анализ трактового заголовка РОН на оценку качества приема: наличия ошибок и информации об аварии.

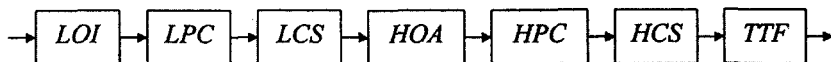


Рис. 3.31. Структурная схема ТМ для формирования STM-1 на основе потока E1



Рис. 3.32. Состав модуля *LOI*

Модуль *LPC* (Lower order Path Connection) – модуль коммутации трактов низшего порядка, обеспечивает гибкость расположения виртуального контейнера *VC-12* в цифровых структурах мультиплексирования в цикле передачи субблоков *TU-12*.

Модуль *LPC* (рис. 3.33) состоит из матриц оперативного подключения (ввода-вывода, передачи по тракту, конфигурирования) временных позиций (Time Slot – *TS*) в структуру более высокого порядка.

Конфигурация матрицы изменяется под воздействием команд из системы управления.

Модуль *LCS* (Lower order Connection Supervision) – модуль контроля подключения трактов низшего порядка и состоит из двух функциональных блоков *LUG* и *LPOM*.

Блок *LUG* (Lower order Unequipped Generator) – генератор загрузки тракта низшего порядка. При отсутствии компонентных потоков в блоке подключения трактов низшего порядка (*LPC*) из этого блока посылается сигнал загрузки, заменяющий информационный сигнал соответствующего компонентного потока.

Блок *LPOM* (Lower order Path Overhead Monitor) – монитор трактового заголовка тракта низшего порядка и служит для проверки на приеме указателя маршрута, содержащегося в *POH*.

Модуль *HOA* (Higher Order Assembler) – модуль сборки информационных структур высшего порядка и состоит из двух функциональных блоков *HPA* и *HPT*.

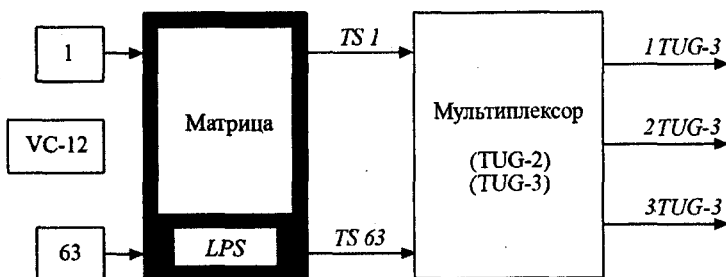


Рис. 3.33. Матрица подключений

Блок *HPA* (Higher order Path Adaptation) – блок адаптации тракта высшего порядка, предназначенный для ввода виртуального контейнера VC-12 в матрицу субблока (или транспортного блока) TU-12 и формирования указателя PTR. Кроме того, в этом блоке производится побайтное мультиплексирование различных транспортных блоков TU-12 и формирование, тем самым, по порядку информационных структур TUG-2 и TUG-3.

При приеме информации блок *HPA* выполняет операцию демultipлексирования и последующего декодирования в каждом восстановленном блоке TU-12 величины указателя до тех пор, пока не определится начало виртуального контейнера VC-12.

Блок *HPT* (Higher order Path Termination) – блок окончания (терминал) тракта высшего порядка. Функция блока *HPT* состоит в формировании матрицы, относящейся к виртуальному контейнеру высшего порядка (VC-4), путем добавления в структуру группового блока TUG-3 девяти байтов, относящихся к трактовому заголовку POH.

В тракте приема в этом блоке извлекается и дешифруется заголовок POH, пока не будет осуществлена проверка маршрута.

Модуль *HPC* (Higher order Path Connection) – модуль подключения трактов высшего порядка и выполняет те же функции, что и модуль *LPC*, рассмотренный выше.

В практической реализации модуль *HPC* представляет собой матрицу, которая создает возможность гибкого размещения виртуального контейнера VC-4 в структуре цикла STM-N.

Модуль *HCS* (Higher order Connection Supervision) – модуль, предназначенный для контроля подключения трактов высшего порядка и состоит из двух функциональных блоков *HUG* и *HPOM*.

Блок *HUG* (Higher order Unequipped Generator) – генератор загрузки тракта высшего порядка, который при отсутствии информационных потоков в блоке подключения трактов высшего порядка (*HPC*) вырабатывает сигнал, имитирующий загрузку.

Блок *HPOM* (Higher order path Overhead Monitor) – монитор заголовка тракта высшего порядка, который служит для проверки на приеме указателя маршрута, содержащегося в трактовом заголовке POH.

Модуль *TTF* (Transport Terminal Function) – модуль с функциями транспортного терминала, формирующего информационную структуру синхронного транспортного модуля соответствующего порядка STM-1. Модуль *TTF* состоит из пяти блоков: *MSA*, *MSP*, *MST*, *RST* и *SPI*, (рис. 3.34).

Блок *MSA* (Multiplex Section Adaptation) – блок адаптации секции мультиплексирования. Этот блок осуществляет ввод виртуального контейнера VC-4 в матрицу административного блока AU-4 и формирование его указателя PTR.



Рис. 3.34. Состав модуля *TTF*

При приеме блок осуществляет декодирование величины указателя до тех пор, пока не определит начало структуры VC-4 внутри блока AU-4.

Блок *MSP* (Multiplex Section Protection) – блок защиты секции мультиплексирования в информационной структуре STM-1.

Все установки (опции) в блоке *MSP* практически осуществляются на основе управляющей информации из блока *MST*.

Блок *MST* (Multiplex Section Termination) – блок окончания (терминал) секции мультиплексирования, осуществляющий ввод/вывод байтов, относящихся к заголовку мультиплексной секции MSON.

В специально отведенных в заголовке MSON байтах K1 и K2 блок *MST* формирует информацию о критериях переключения направлений передачи с целью защиты информации, посылая соответствующие команды для выполнения блоку *MSP*.

Блок *RST* (Regenerator Section Termination) – блок окончания (терминал) регенерационной секции, осуществляющий ввод/вывод байтов, относящихся к заголовку регенерационной секции RSON. Кроме того, в блоке *RST* имеется скремблер, который преобразует псевдослучайным образом передаваемый сигнал STM-1, за исключением первой строки заголовка RSON, содержащей байты синхросигналов A1 и A2. При приеме осуществляются обратные операции.

Блок *SPI* (SDH Physical Interface) – блок, представляющий физический интерфейс между ступенью мультиплексирования и физической средой передачи (электрическим кабелем, волоконно-оптическим кабелем или радиорелейной линией передачи). При приеме информации, кроме декодирования линейных сигналов, блок *SPI* извлекает из сигнала STM-1 синхросигнал цикловой синхронизации.

3.7.3. Структура терминального мультиплексора для формирования STM-1 на основе потока E4

Структурная схема терминального мультиплексора формирования STM-1 на основе компонентного потока E4 приведена на рис. 3.35.

Модуль *HOI* (Higher Order Interface) – интерфейс тракта высшего порядка, состоящий из трех функциональных блоков *PPI*, *LPA*, *HPT* (рис. 3.36).



Рис. 3.35. Структурная схема ТМ для формирования STM-1 на основе потока E4

Блок *PPI* (Plesiochronous Physical Interface) – плезиохронный физический интерфейс, осуществляющий выделение тактовой частоты из потока E4, декодирование соответствующего стыковочного кода и преобразование информационного сигнала в форму, необходимую для дальнейших преобразований, и передачу его в блок *LPA*.

При приеме осуществляются обратные преобразования с целью адаптации параметров плезиохронного цифрового потока к параметрам физической среды передачи электрического сигнала.

Блок *LPA* (Lower order Path Adaptation) – блок адаптации тракта низшего порядка, осуществляющего ввод входного сигнала в синхронный контейнер C4; при приеме блок выполняет обратную операцию.

Если сигнал на входе – плезиохронный, то блок *LPA* осуществляет также и операцию двустороннего выравнивания скоростей на уровне битов.

Блок *HPT* (Higher order Path Termination) – блок окончания (терминал) тракта высшего порядка, формирующий матрицу виртуального контейнера VC-4 путем добавления к информационной структуре контейнера C-4 девяти байтов трактового заголовка POH. При приеме анализируется и интерпретируется заголовок POH, пока не будет точно определен маршрут.

Модуль *HPC* (Higher Order Path Connection) – модуль подключения трактов высшего порядка, реализующий функцию подключения трактов высшего порядка, и состоит из единственной матрицы, которая дает возможности гибкого размещения виртуального контейнера VC-4 внутри цикла передачи STM-N ($N = 4, 16$).

Модуль *HCS* (Higher Order Connection Supervision) – модуль контроля подключения трактов высшего порядка и состоит из двух функциональных блоков: *HUG* и *HPOM*.

Блок *HUG* (Higher order Unequipped Generator) – генератор загрузки тракта высшего порядка, который при отсутствии информационного потока в модуле *HPC* вырабатывает сигнал, имитирующий загрузку.



Рис. 3.36. Состав модуля NOI

Блок *HPOM* (Higher order Path Overhead Monitor) – монитор заголовка тракта высшего порядка, который служит для проверки на приеме указания маршрута, содержащегося в заголовке POH.

Модуль *TTF* (Transport Terminal Function) – модуль с функциями транспортного терминала, формирующего информационную структуру синхронного транспортного модуля соответствующего порядка STM-1. Модуль *TTF* состоит из пяти функциональных блоков: *MSA*, *MSP*, *MST*, *RST* и *SPI* (см. рис. 3.34). Назначение модуля, его состав аналогичны ранее рассмотренному модулю для формирования синхронного транспортного модуля на основе потоков E1.

3.7.4. Управление в аппаратуре синхронной цифровой иерархии

Технология SDH предусматривает управление процессами формирования и передачи информационных потоков: виртуальных контейнеров и синхронных транспортных модулей. Обобщенная структурная схема управления приведена на рис. 3.37. Основными функциональными блоками оборудования управления являются:

Блок *SEMF* (Synchronous Equipment Management Function), выполняющий функции управления синхронным оборудованием. Его задачей является преобразование поступающей из аппаратуры сигнальной информации путем трансформации ее в сообщения об управлении в формате, требуемом для интерфейсов Q, F, DCC; и обратная задача – преобразование сообщений об управлении, исходящих от интерфейсов управления, в команды для аппаратуры.

Блок *MCF* (Message Communication Function), выполняющий функцию управления передачей сообщений между блоком *SEMF* и интерфейсами управления (Q, DCC, F), т.е. блок выполняет функцию маршрутизатора сообщений.

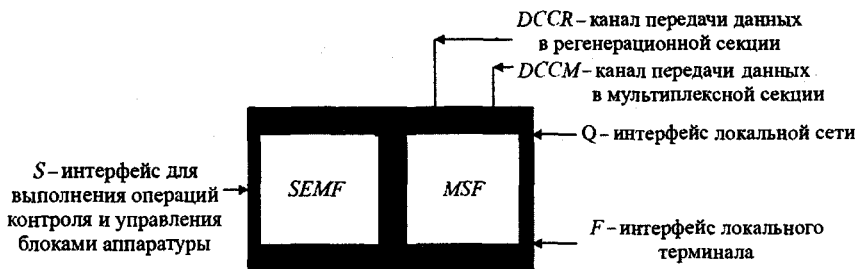


Рис. 3.37. Функциональная схема оборудования управления и контроля

3.7.5. Обобщенная структурная схема терминального мультиплексора уровня STM-1

Обобщенная функциональная схема синхронного мультиплексора приведена на рис. 3.38. Он может быть использован для работы в качестве:

- терминального мультиплексора, формирующего синхронный транспортный модуль STM-1 на основе компонентных потоков E1, E3, E4 и североамериканского DS3 и STM-4 основе потока E4 или потоков STM-1; число соответствующих потоков указано на схеме;

- линейного терминального мультиплексора с двумя агрегатными блоками;

- линейного регенератора, работающего с соответствующим резервированием;

- мультиплексора ввода/вывода с двумя или четырьмя агрегатными блоками для работы в сетях соответствующей топологии.

Мультиплексор содержит интерфейсы *компонентных потоков* и соответствующие им распределенные коммутаторы.

В модулях условно обозначенных *E1*, происходит формирование контейнеров C12, виртуальных контейнеров VC-12. Модуль *LPC* в совокупности с другими модулями обработки информационных структур низшего порядка реализует процесс формирования субблоков TU-12, группы субблоков TUG-2 или TUG-3.

Модуль *HPC* в совокупности с другими модулями обработки информационных структур высшего порядка формирует виртуальные контейнеры высшего порядка VC-3, VC-4.

В агрегатном блоке с помощью модуля с функциями транспортного терминала *TTF* осуществляется формирование синхронного транспортного модуля соответствующего порядка.

В блоках, условно обозначенных *E3* и *E4*, происходит формирование соответствующих виртуальных контейнеров. В модулях *HPC* и связанных с ними модулях обработки информационных структур высшего порядка и в агрегатном блоке с помощью модуля с функциями транспортного терминала *TTF* осуществляется формирование синхронного транспортного модуля соответствующего порядка.

В блоках, условно обозначенных *STM-1*, с помощью модуля с функциями транспортного терминала *TTF* осуществляется формирование синхронного транспортного модуля соответствующего порядка.

На рис. 3.38 также условно показаны шины управления и шины каналов передачи данных *DCC* – (Data Communication Channel), блок внешних подключений различного назначения *AUX* и цифровой канал служебной связи *EOW* (Engineering Order Wire/Wiring), а также источник синхронизации.

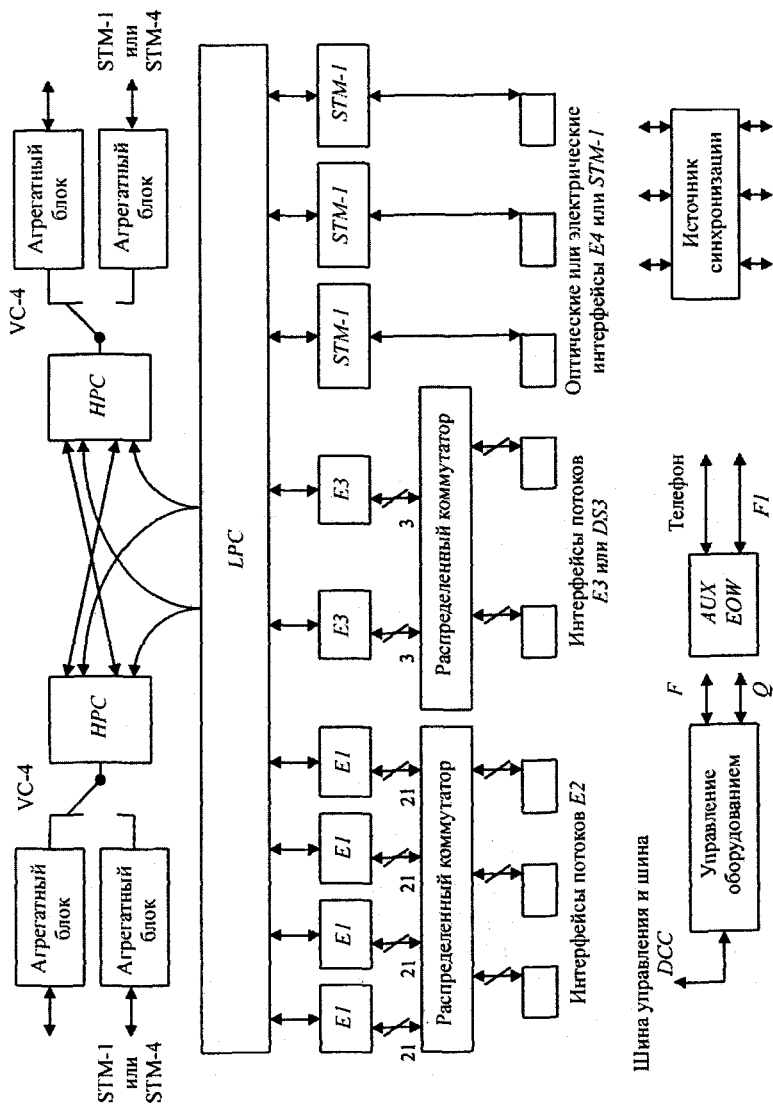


Рис.3.38. Обобщенная функциональная схема терминального мультиплексора

Вопросы для самоконтроля

1. Необходимость иерархии цифровых систем передачи на основе ИКМ-ВРК.
2. Способы объединения цифровых потоков, их сравнительный анализ и область применения.
3. Сущность асинхронного объединения цифровых потоков. Причины появления неоднородностей в агрегатном цифровом потоке.
4. Изобразите схему мультиплексирования цифровых потоков плездохронной цифровой иерархии североамериканского стандарта.
5. Изобразите схему мультиплексирования цифровых потоков плездохронной цифровой иерархии европейского стандарта.
6. Сущность согласования скоростей. Способы согласования скоростей, их достоинства и недостатки.
7. Изложите основные принципы формирования цикла передачи ЦСП ИКМ-ВРК.
8. Структурная схема тракта передачи оборудования асинхронного сопряжения.
9. Структурная схема тракта приема оборудования асинхронного сопряжения
10. Поясните назначение символов потока E1.
11. Поясните принцип формирования и назначение символов потока E2.
12. Поясните принцип формирования и назначение символов потока E3.
13. Поясните принцип формирования и назначение символов потока E4.
14. Сущность мультиплексирования цифровых потоков плездохронной цифровой иерархии в технологии синхронной цифровой иерархии.
15. Формирование синхронного транспортного модуля STM-1 на основе потока E1.
16. Формирование синхронного транспортного модуля STM-1 на основе потока E3.
17. Формирование синхронного транспортного модуля STM-1 на основе потока E4.
18. Принцип функционирования запоминающего устройства блока асинхронного сопряжения.
19. Принцип функционирования временного детектора блока асинхронного сопряжения.
20. Принцип действия передатчика команд согласования скоростей блока асинхронного сопряжения.
21. Принцип функционирования приемника команд согласования скоростей блока асинхронного сопряжения.
22. Принцип функционирования устройства фазовой автоподстройки частоты блока асинхронного сопряжения.
23. Модульная структура аппаратуры мультиплексирования синхронного транспортного модуля STM-1 на основе компонентных потоков E1.
24. Модульная структура аппаратуры мультиплексирования синхронного транспортного модуля STM-1 на основе компонентных потоков E4.

Глава 4. Цифровые разностные системы передачи

Повышение эффективности ЦСП, т.е. улучшение их технико-экономических показателей, осуществляется в следующих основных направлениях:

- совершенствование аппаратуры ЦСП: разработка нового поколения иерархических структур ЦСП, обеспечивающего расширение функциональных возможностей аппаратуры, повышение ее надежности, уменьшение габаритных размеров, снижение потребляемой мощности и т. п.;
- внедрение более эффективных методов кодирования, например, адаптивной дельта-модуляции (АДМ) или адаптивной дифференциальной импульсно-кодовой модуляции (АДИКМ);
- разработка статистических систем передачи, учитывающих особенности первичных сигналов и их передачи по каналам, и др.

Основным недостатком ЦСП на основе ИКМ-ВРК является широкая полоса частот, необходимая для передачи канального и линейного цифрового сигнала. Этот недостаток может быть существенно уменьшен применением так называемых цифровых разностных систем передачи.

4.1. Дифференциальная импульсно-кодовая модуляция

Уменьшение полосы частот, необходимой для передачи цифрового сигнала классической ИКМ, возможно только уменьшением разрядности кодовой комбинации (1.66), (1.67), что приводит к увеличению шага квантования и, следовательно, к снижению защищенности сигналов от шумов квантования. Этот недостаток можно значительно уменьшить, если воспользоваться корреляционными связями между соседними отсчетами передаваемых сигналов, и квантованию и кодированию подвергать не абсолютную величину отсчета, а разность между предыдущим и последующим отсчетами исходного сигнала.

Системы передачи, где кодированию подвергаются разности соседних отсчетов, называются цифровыми разностными системами.

Поскольку диапазон разностей между отсчетами меньше число самих отсчетов, то для кодирования требуется меньшее число разрядов при той же защищенности от шумов квантования, что приведет к уменьшению полосы частот по сравнению с классической ИКМ. Одним из способов форми-

рования цифрового сигнала с использованием этого принципа является *дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (ДИКМ)*.

Совокупность устройств, формирующих цифровой сигнал на основе ДИКМ, называется ДИКМ-кодером, а устройства, которые выполняют обратные преобразования, называются ДИКМ-декодером. ДИКМ-кодер и ДИКМ-декодер образуют ДИКМ-кодек.

Простейшим способом получения разности соседних отсчетов для ДИКМ-кодера является запоминание предыдущего входного отсчета непосредственно в аналоговой памяти и использование аналогового вычитающего устройства для получения разности, которая затем квантуется и кодируется. На приемном конце принятая цифровая последовательность сначала декодируется, в результате восстанавливается последовательность квантованных приращений сигнала в моменты отсчетов, а затем путем последовательного суммирования с помощью интегратора они преобразуются в последовательность квантованных отсчетов сигнала и далее в исходный аналоговый сигнал. Структурная схема такой реализации ДИКМ-кодека показана на рис. 4.1, где используются следующие обозначения: ЭЗ – элемент задержки сигнала $C(t)$ на время T , равное периоду дискретизации T_d ; на выходе ЭЗ формируется сигнал вида $C(t-T_d)$; ДУ – дифференциальный усилитель, выполняющий роль вычитающего устройства, на выходе которого получается разностный сигнал вида $C(t) - C(t-T_d)$; Дискр – дискретизатор, осуществляющий дискретизацию разностного сигнала на выходе ДУ с частотой f_d , на выходе которого получается сигнал $r(nT_d)$; Кодер – кодирующее устройство, формирующее ДИКМ цифровой сигнал; Декодер – декодирующее устройство, преобразующее принятый цифровой ДИКМ сигнал в отсчеты разностного сигнала; Интегр – интегратор, преобразующий сигнал $r(nT_d)$ на выходе декодера в ступенчатый сигнал, который с помощью ФНЧ приема преобразуется в сигнал вида $C'(t)$, отличающийся от сигнала $C(t)$ наличием шумов квантования и присущих ДИКМ искажений.

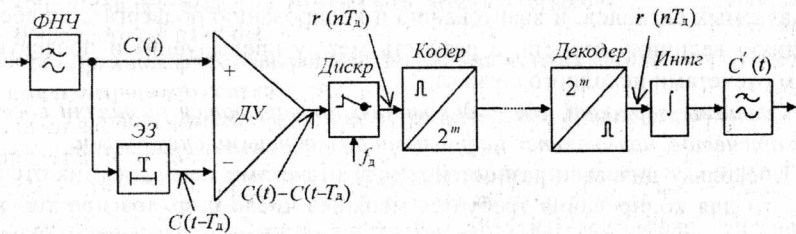


Рис. 4.1. Структурная схема ДИКМ кодека

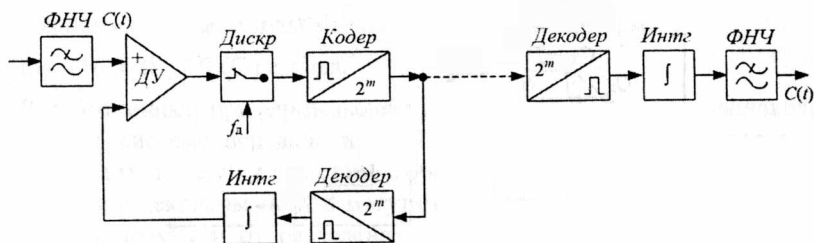


Рис. 4.2. Структурная схема кодера ДИКМ с обратной связью

На рис. 4.2 приведена схема кодера ДИКМ, содержащая в передающей части цепь обратной связи, включающей в себя декодер и интегратор. Преимущество реализации кодера ДИКМ с цепью обратной связи состоит в том, что при этом шумы квантования не накапливаются. Если сигнал в цепи обратной связи отклоняется от входного в результате накопления шумов квантования, то при следующей операции кодирования разностного сигнала это отклонение автоматически компенсируется. В системе без обратной связи выходной сигнал, формируемый декодером на противоположном конце линии, может неограниченно накапливать шумы квантования. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы кодера ДИКМ, приведены на рис. 4.3.

В начальный момент времени t_1 сигнал на выходе интегратора отсутствует, а сигнал на выходе дифференциального усилителя (ДУ) соответствует непрерывному сигналу. Дискретный отсчет с амплитудой C_1 квантуется и кодируется в кодере и затем через декодер поступает на интегратор (Интег), который запоминает его значение до момента времени t_2 (т. е. на время, равное периоду дискретизации T_d). В момент времени t_2 сигнал на неинвертирующем входе ДУ (+) равен аналоговому сигналу C_2 , а на инвертирующем входе (-) – C_1 . На выходе ДУ получаем разностный сигнал $\Delta C_1 = C_2 - C_1$. После квантования и кодирования в линию поступает кодовая комбинация, соответствующая разности двух соседних отсчетов. По цепи обратной связи через декодер амплитуда отсчета C_2 поступает на интегратор и запоминается им до момента t_3 . В этот момент времени опять происходит определение разности ΔC_2 , ее квантование и кодирование и т.д. Когда сигнал на выходе интегратора (в момент t_4) больше входного аналогового сигнала, разность на выходе ДУ будет отрицательной. После квантования, кодирования и декодирования на выходе интегратора получится отрицательный скачок сигнала ΔC_3 на величину этой разности.

Как видно из рис. 4.3, значение разностей отсчетов меньше самих отсчетов, поэтому при одинаковом шаге квантования число разрядов в кодо-

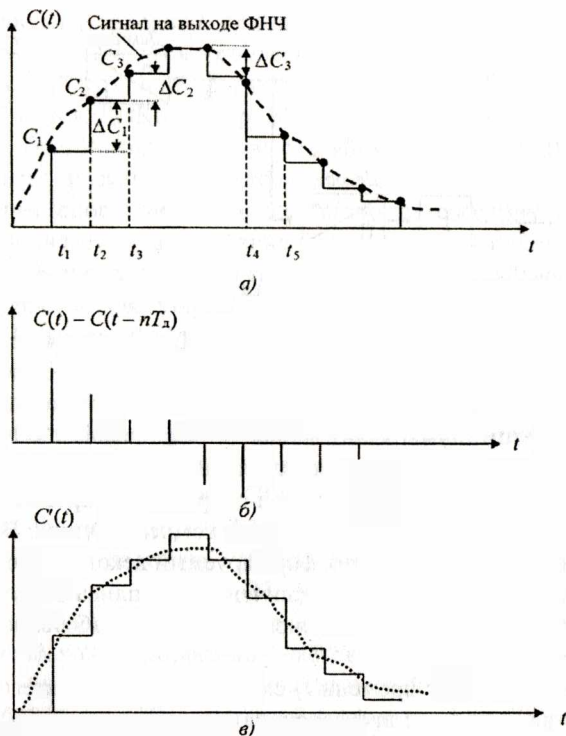


Рис. 4.3. Временные диаграммы формирования ДИКМ сигнала:
 а – определение разностного сигнала; б – разностный сигнал на выходе ДУ;
 в – формирование сигнала на выходе декодера

вой комбинации при ДИКМ меньше, чем при обычной ИКМ, либо при одинаковом количестве разрядов шумы квантования уменьшаются.

Эффективность ДИКМ можно проиллюстрировать следующим примером. Пусть преобразованию на основе ДИКМ подвергается синусоидальный сигнал частотой 800 Гц и амплитудой U_c

$$c(t) = U_c \cdot \sin 2\pi \cdot 800t.$$

Амплитуду разностного сигнала можно получить путем дифференцирования $c(t)$ и умножения ее на временной интервал между отсчетами $T_d = 1/f_d = 1/8000$ (здесь $f_d = 8000$ Гц – частота дискретизации)

$$dc(t)/dt = U_c \cdot 2\pi \cdot 800 \cdot \cos 2\pi \cdot 800t;$$

$$|\Delta c(t)|_{\text{макс}} = U_c \cdot 2\pi \cdot 800 / 8000 = 0,628U_c.$$

Экономия числа разрядов можно определить по формуле

$$\log_2 (1/0,628) = 0,67 \text{ разряда.}$$

Рассмотренный пример позволяет сделать вывод, что при одинаковом качестве в системе передачи на основе ДИКМ можно использовать на 2/3 разряда меньше, чем в системе с обычной ИКМ.

Кодеры и декодеры ДИКМ могут быть выполнены различными способами в зависимости от разделения функций обработки сигнала между аналоговыми и цифровыми цепями. В одном случае функции дифференцирования (формирования разностного сигнала) и интегрирования могут быть реализованы посредством аналоговых цепей, в другом случае вся обработка сигналов может быть выполнена цифровым способом.

В системах ДИКМ с аналоговым дифференцированием и интегрированием аналого-цифровому преобразованию подвергается разностный сигнал, а цифро-аналоговому в цепи обратной связи – кодовая комбинация разностного сигнала. Для интегрирования используются аналоговые суммирующие и запоминающие устройства.

В связи с широким внедрением интегральных микросхем с большой степенью интеграции (БИС) все большее применение находят системы ДИКМ, где вся обработка сигнала выполняется при помощи цифровых логических схем. Аналого-цифровой преобразователь формирует кодовые комбинации, соответствующие отсчетам с полным амплитудным диапазоном (как в обычной ИКМ), которые затем сравниваются с кодовыми комбинациями предыдущего отсчета, формируя цифровую разность.

Декодеры во всех рассмотренных вариантах реализуются точно так же, как цепи обратной связи соответствующих кодеров. Это связано с тем, что в цепи обратной связи формируется аппроксимация входного сигнала (задержанного на один период дискретизации). Если в тракте передачи ДИКМ сигнала не происходят ошибки, то сигнал на выходе декодера (перед фильтрацией) идентичен сигналу в цепи обратной связи.

Для медленно изменяющихся сигналов ДИКМ не имеет больших преимуществ по сравнению с обычной ИКМ. Так, для телефонного сигнала при частоте дискретизации $f_d = 8$ кГц выигрыш в отношении сигнал–шум составляет примерно 2,5 раза или около 4 дБ, что соответствует экономии 0,67 разряда (рассмотренного ранее примера). Такой выигрыш вряд ли окупает усложнение аппаратуры при передаче телефонных сигналов.

При передаче сигналов звукового вещания, имеющих ту же корреляционную функцию, частота дискретизации $f_d = 32$ кГц. Аналогичные расчеты показывают, что в этом случае выигрыш от применения разностных методов составляет более 15 дБ. Это позволяет уменьшить число разрядов

в кодовой комбинации на два-три. Еще большим оказывается выигрыш при передаче видеосигналов, основная энергия которых сосредоточена в области нижних частот. Доказано, что применение ДИКМ для передачи телевизионных сигналов позволяет с учетом особенностей восприятия видеосигналов уменьшить число разрядов в кодовой комбинации с семи-девяти до четырех-пяти.

Наибольшим искажениям 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 импульсно-кодовой модуляцией* (АДИКМ), поскольку при этом происходит адаптация величины шага квантования к параметрам кодируемого сигнала. Функциональная схема кодека АДИКМ приведена на рис. 4.4.

На выходе вычитающего устройства ВУ формируется разностный сигнал $\Delta C_{пр}$, получаемый как разность входного сигнала $C(t)$ и суммарного сигнала предсказания и его разности, формируемого кодеком. Кодеком АДИКМ представляет собой замкнутую систему с цепью обратной связи, в которую включено устройство, называемое *предсказателем* (ПРДС). На передающей стороне предсказанное значение $C_{прi}$ формируется из предшествующих отсчетов входного сигнала в ПРДС, которые поступают на сумматор Σ_1 . На второй вход сумматора Σ_1 поступает разностный сигнал $\Delta C_{прi}$, который формируется схемой сравнения СС, блоком управления БУ, нелинейным цифровым преобразователем НЦП, представляющим экспандер с коэффициентом экспандирования, изменяющимся под воздействием сигналов от блока управления БУ. Этим самым изменяется шаг квантования в соответствии с изменениями крутизны входного сигнала и, следовательно, осуществляется процесс адаптации. Сигнал $\Delta C_{прi}$ формиру-

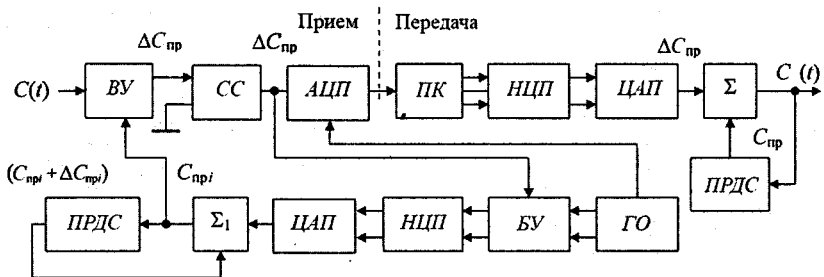


Рис. 4.4. Функциональная схема кодека АДИКМ

ется такой величины и знака, чтобы с точностью до ошибки квантования выполнялось условие $C_i - (C_{\text{при}} + \Delta C_{\text{при}}) \approx 0$. Процесс взвешивания контролируется схемой сравнения СС, второй вход которой имеет нулевой потенциал. Формирователь кода АЦП формирует кодовую комбинацию, соответствующую разностному сигналу $\Delta C_{\text{при}}$. На приемной стороне преобразования производятся в обратном порядке, только преобразователь кода ПК формирует цифровую комбинацию, соответствующую $\Delta C_{\text{при}}$ в параллельном коде.

С более общей точки зрения ДИКМ представляет собой особого рода линейный предсказатель с кодированием и передачей *ошибок предсказания*. Сигнал в цепи обратной связи систем с ДИКМ (рис. 4.2 и рис. 4.4) представляет собой предсказание первого порядка значения следующего отсчета, а разность между значениями отсчетов является *ошибкой предсказания*. С этой точки зрения реализацию ДИКМ можно расширить таким образом, чтобы включить в цепь предсказания значения более чем одного предсказания (значения более одного предшествующего отсчета). За счет этого дополнительная избыточность, извлекаемая из всех предшествующих отсчетов, может быть взвешена и суммирована для получения лучшей оценки значения следующего входного отсчета. В связи с улучшенной оценкой диапазон ошибок предсказания уменьшается, что дает возможность кодирования с меньшим числом разрядов. Для систем с постоянными коэффициентами предсказания большая часть реализуемого выигрыша достигается, когда используются значения только трех последних отсчетов. Типовой вариант кодера с линейным предсказанием (КЛП) на основе значений трех последних отсчетов, приведен на рис. 4.5, где α – весовые коэффициенты. Возможна реализация запоминающих устройств ЗУ (интеграторов) как аналоговой, так и цифровой схмотехникой.

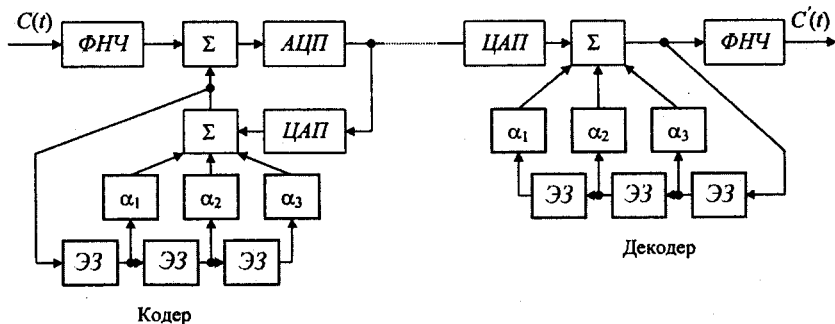


Рис. 4.5. Система ДИКМ с тремя порядками предсказания

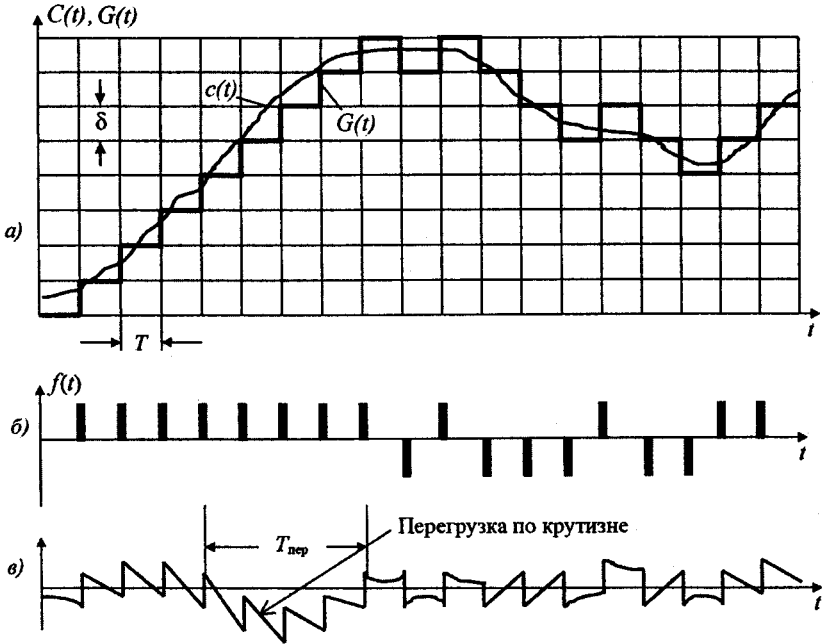


Рис. 4.6. Формирование ДМ сигнала

Ранее отмечалось, что с ДИКМ и АДИКМ (предсказание первого порядка) обычно получается уменьшение разрядности кодовой комбинации соответствующего отсчета на один разряд по сравнению с числом разрядов в системах с ИКМ при эквивалентных показателях качества передачи. В системах с ДИКМ с предсказанием третьего порядка (рис. 4.5) может быть достигнуто уменьшение на 1,5...2 разряда. Таким образом, ДИКМ с предсказанием может обеспечить сопоставимое с ИКМ качество при скорости передачи 48 кбит/с. Рассмотренные виды ДИКМ могут существенно снизить скорость передачи цифрового сигнала, но использование их невелико, так как дельта-модуляция, рассматриваемая ниже, дает сопоставимое качество передачи с ДИКМ при более простой реализации.

4.2. Дельта-модуляция

Дельта-модуляция (ДМ) представляет один из методов кодирования разностного сигнала, при котором в линию передается информация лишь о знаке приращения разности соседних отсчетов (предельный случай

ДИКМ). При ДМ так же, как и при обычной ИКМ, непрерывный сигнал подвергается дискретизации и квантованию, в результате чего непрерывная функция $c(t)$ заменяется ступенчатой (кусочно-постоянной) функцией $G(T)$ (рис. 4.6,а).

Однако, в отличие от ИКМ, при каждом шаге дискретизации допускается приращение ступенчатой функции $G(t)$, равное величине только одного шага квантования δ . В линию передаются сведения о знаке приращения непрерывного сигнала $c(t)$ в дискретные моменты времени kT . Алгоритм формирования линейного сигнала имеет вид

$$f(kT) = \text{sign}\{c(kT) - G[(k-1)T]\}, \quad (4.1)$$

где sign означает знак разности.

$$G(t) = \int_0^t f(t) dt. \quad (4.2)$$

$$\varepsilon(t) = G(t) - c(t). \quad (4.3)$$

Таким образом, сигнал $f(t)$ при ДМ оказывается кодированным по двоичной системе и представляет собой последовательность двухполярных импульсов (рис. 4.6,б). Из формулы (4.1) и рис. 4,7 ясно, что ступенчатый сигнал $G(t)$ можно получить интегрированием линейного сигнала $f(t)$, т.е. операция декодирования в приемнике системы передачи сводится к интегрированию линейного сигнала $f(t)$. Как и в системах с ИКМ или ДИКМ, при ДМ возникают шумы квантования (рис. 4.6,в). Упрощенная структурная схема цифрового канала на основе ДМ приведена на рис. 4.7.

Первичный сигнал $C(t)$ ограничивается с помощью ФНЧ по частоте и формируется сигнал $c(t)$ с граничной частотой $f_{\text{макс}}$. Сигнал $c(t)$ поступает на один из входов вычитающего устройства ВУ, на другой вход которого поступает ступенчатый сигнал $G(t)$, формируемый интегратором. На выходе ВУ получается разностный сигнал или сигнал ошибки $\varepsilon(t)$. Сигнал

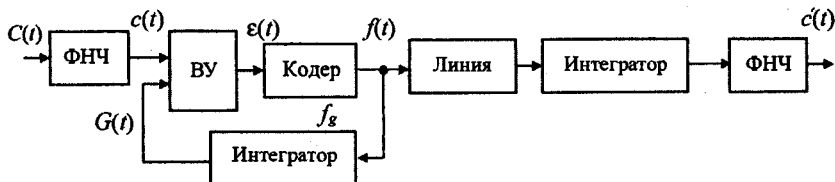


Рис. 4.7. Обобщенная структурная схема канала на основе дельта-модуляции

ошибки поступает на кодер, на другой вход которого поступает периодическая последовательность тактовых импульсов с частотой дискретизации $f_d = 1/T$. Кодер формирует положительный импульс, если в момент поступления тактового импульса $\varepsilon(t) < 0$, и отрицательный – при $\varepsilon(t) > 0$. Последовательность двухполярных импульсов $f(t)$ направляется в линию и одновременно подается на интегратор, формирующий ступенчатый сигнал $G(t)$.

Функции декодирующего устройства в приемнике выполняет интегратор (аналогичный интегратору в схеме передатчика), на выходе которого получается ступенчатый сигнал $G(t)$. После его сглаживания ФНЧ формируется сигнал $c(t)$, достаточно близкий к сигналу $c(t)$. Совокупность устройств, формирующих сигнал $f(t)$, называется дельта-кодером, совокупность устройств, выполняющих преобразование сигнала $f(t)$ в сигнал $c(t)$, называется дельта-декодером, а в целом эти устройства образуют дельта-кодек.

В связи с тем, что при ДМ приращение аппроксимирующей ступенчатой функции $G(t)$ в моменты времени $t_k = kT$ равно шагу квантования δ , на участках передаваемого сигнала $c(t)$ с большой крутизной шум квантования резко возрастает. Это явление называется перегрузкой кодера. На рис. 4.6,в перегрузка показана на участке $T_{пер}$. Условие отсутствия перегрузок можно записать в виде

$$\left[\text{Max} \frac{dc(t)}{dt} \right] T \leq \delta. \quad (4.4)$$

С другой стороны, чтобы шум квантования был достаточно мал, необходимо задать минимально допустимое число M ступеней шкалы квантования по уровню; следовательно

$$\delta = \frac{C_{\text{макс}}}{M}. \quad (4.5)$$

Принимая в формуле (4.4) знак равенства, получим из (4.5)

$$T = \frac{C_{\text{макс}}}{C'_{\text{макс}}} \cdot \frac{1}{M}, \quad (4.6)$$

где $C'_{\text{макс}} = \text{Max} [dc(t)/dt]$.

Из формулы (4.6) следует выражение для частоты дискретизации при ДМ

$$f_d = \frac{1}{T} = M \frac{C'_{\text{макс}}}{C_{\text{макс}}}. \quad (4.7)$$

Расчеты показывают, что для передачи телефонных сообщений с достаточно высоким качеством при ДМ требуется в 2...3 раза более широкая полоса частот, чем при ИКМ. Это существенный недостаток ДМ. Основное достоинство ДМ – простота аппаратуры кодирования и декодирования.

Системы передачи на основе ДМ – это системы с линейным предсказанием. Одиночный интегратор в схеме, представленной на рис. 4.7, является простейшим видом предсказателя. Чем точнее предсказатель формирует копию сигнала (приближает функцию $G(t)$ к сигналу $c(t)$), тем меньше шумы квантования. Один из возможных способов совершенствования предсказания состоит в использовании в качестве предсказателя в схеме дельта-кодера двойного интегратора. Переход к двойному интегратору повышает отношение сигнал–шумы квантования на 6...10 дБ для всех видов сигналов.

При построении систем передачи на основе ДМ приходится удовлетворять противоречивым требованиям. С одной стороны, шаг квантования должен быть настолько мал, чтобы шум квантования не превышал допустимого значения. С другой стороны, при заданной тактовой частоте шаг квантования необходимо выбирать достаточно большим, чтобы не возникали шумы перегрузки. Поскольку шаг квантования остается постоянным, удовлетворить этим требованиям удастся только при высокой частоте дискретизации, что приводит к увеличению тактовой частоты в 2–3 раза по сравнению с классической ИКМ при одинаковой защищенности от шумов квантования. Снизить частоту дискретизации для ДМ без увеличения шумов квантования или повысить защищенность от шумов квантования при меньшем значении частоты дискретизации возможно применением ДМ с компандированием или, как ее еще называют, адаптивной ДМ. При ДМ с компандированием шаг квантования в процессе формирования ДМ сигнала изменяется в зависимости от параметров передаваемого сигнала. Компандирование бывает мгновенным и инерционным.

При мгновенном компандировании шаг квантования изменяется в каждом такте. Существует несколько разновидностей дельта-модуляции с мгновенным компандированием (ДММК), но все они основаны на изменении шага квантования при появлении перегрузки по крутизне (рис. 4.6,в). Информацией о перегрузке может служить появление в выходном сигнале нескольких одинаковых символов подряд. При ДММК используются различные правила изменения шага квантования, каждое из которых является оптимальным для определенного типа сигналов. И в этом плане такие виды ДМ можно рассматривать как варианты адаптивной дельта-модуляции (АДМ). В структуру дельта-кодека ДММК (рис. 4.8) вводят анализатор (Анализ) вида импульсной последовательности и амплитудно-импульсный модулятор (АИМ).

Расчеты показывают, что для передачи телефонных сообщений с достаточно высоким качеством при ДМ требуется в 2...3 раза более широкая полоса частот, чем при ИКМ. Это существенный недостаток ДМ. Основное достоинство ДМ – простота аппаратуры кодирования и декодирования.

Системы передачи на основе ДМ – это системы с линейным предсказанием. Одиночный интегратор в схеме, представленной на рис. 4.7, является простейшим видом предсказателя. Чем точнее предсказатель формирует копию сигнала (приближает функцию $G(t)$ к сигналу $c(t)$), тем меньше шумы квантования. Один из возможных способов совершенствования предсказания состоит в использовании в качестве предсказателя в схеме дельта-кодера двойного интегратора. Переход к двойному интегратору повышает отношение сигнал–шумы квантования на 6...10 дБ для всех видов сигналов.

При построении систем передачи на основе ДМ приходится удовлетворять противоречивым требованиям. С одной стороны, шаг квантования должен быть настолько мал, чтобы шум квантования не превышал допустимого значения. С другой стороны, при заданной тактовой частоте шаг квантования необходимо выбирать достаточно большим, чтобы не возникали шумы перегрузки. Поскольку шаг квантования остается постоянным, удовлетворить этим требованиям удается только при высокой частоте дискретизации, что приводит к увеличению тактовой частоты в 2–3 раза по сравнению с классической ИКМ при одинаковой защищенности от шумов квантования. Снизить частоту дискретизации для ДМ без увеличения шумов квантования или повысить защищенность от шумов квантования при меньшем значении частоты дискретизации возможно применением ДМ с компандированием или, как ее еще называют, адаптивной ДМ. При ДМ с компандированием шаг квантования в процессе формирования ДМ сигнала изменяется в зависимости от параметров передаваемого сигнала. Компандирование бывает мгновенным и инерционным.

При мгновенном компандировании шаг квантования изменяется в каждом такте. Существует несколько разновидностей дельта-модуляции с мгновенным компандированием (ДММК), но все они основаны на изменении шага квантования при появлении перегрузки по крутизне (рис. 4.6,в). Информацией о перегрузке может служить появление в выходном сигнале нескольких одинаковых символов подряд. При ДММК используются различные правила изменения шага квантования, каждое из которых является оптимальным для определенного типа сигналов. И в этом плане такие виды ДМ можно рассматривать как варианты адаптивной дельта-модуляции (АДМ). В структуру дельта-кодека ДММК (рис. 4.8) вводят анализатор (Анализ) вида импульсной последовательности и амплитудно-импульсный модулятор (АИМ).

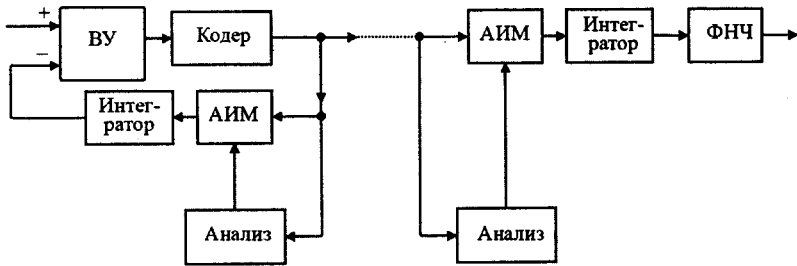


Рис. 4.8. Структурная схема кодека ДММК

При появлении посылок одинаковой полярности анализатор управляет АИМ таким образом, что амплитуда импульсов, подаваемых на интегратор (Интегр), возрастает и соответственно возрастает шаг квантования сигнала. При обнаружении последовательных импульсов разной полярности анализатор подает на АИМ напряжение, уменьшающее амплитуду выходных импульсов, и шаг изменения уменьшается. Существуют другие схемы кодеков ДММК, в которых вместо АИМ применяется широтно-импульсная модуляция (ШИМ). При ДММК защищенность от шумов квантования остается высокой в сравнительно большом диапазоне изменения мощностей входного сигнала, в то время как при ДМ она быстро уменьшается при увеличении входной мощности, что связано с ростом шумов перегрузки.

4.3. Дельта-модуляция с инерционным компандированием (ДМИК)

При ДМИК изменение шага квантования происходит медленно, за время, соизмеримое со временем изменения огибающей кодируемого сигнала. Иногда ДМИК называют ДМ со слоговым компандированием, так как скорость изменения шага квантования соответствует скорости изменения слогов речи. Структурная схема ДМИК приведена на рис. 4.9. Также, как и в случае ДММК, схема ДМИК содержит в цепи обратной связи АИМ (ШИМ) модулятор, изменяющий амплитуду или длительность импульсов, формирующих сигнал на выходе интегратора.

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 выходного сигнала или его копии. Структурная схема, приведенная на рис. 4.9, соответствует первому спосо-

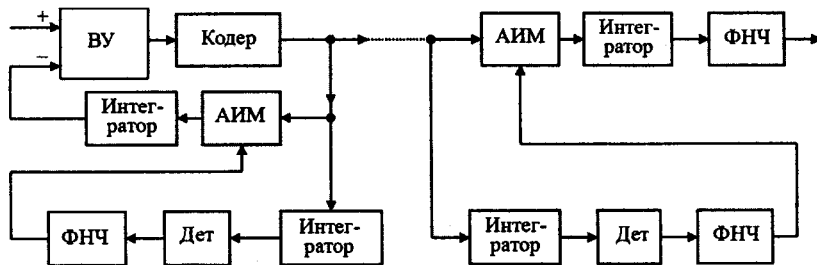


Рис. 4.9. Структурная схема кодека ДМИК

бу. В этом случае цепь управления содержит интегратор, детектор (Дет), выделяющий низкочастотную огибающую сигнала, и ФНЧ.

Инерционность адаптации кодека ДМИК близка к периоду основного тона речевого сигнала и равна примерно 10 мс, в то время как средний интервал следования слогов превышает 100 мс.

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, отношение сигнал–шум квантования на выходе ФНЧ 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 частоты 48 кГц отношение сигнал–шум квантования 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 меньшей скорости передачи.

В заключение следует отметить, что влияние ошибок в линейном тракте при передаче ДМ сигнала вызывает максимальную ошибку, равную двум шагам квантования, а при ИКМ ошибка зависит от того, в каком разряде кодовой комбинации произошел сбой под воздействием помехи. Следовательно, требования к линейному тракту по достоверности передачи при ДМ на несколько порядков ниже, чем при ИКМ. При ИКМ для демодуляции сигнала требуется два вида синхронизации: тактовая и цикловая по кодовым группам. При ДМ принципиально отсутствуют кодовые группы и для работы требуется только синхронизация по тактам.

При выборе системы компандирования следует учитывать, что система ДМИК имеет высокую скорость отслеживания (что важно, например, при передаче телевизионных сигналов), она легко реализуется, но облада-

ет пониженной помехоустойчивостью при сбоях символов в цифровом ДМ сигнале. Система ДМИК более защищена от помех в цифровом канале, но более сложна в реализации.

В настоящее время реализовано множество вариантов систем передачи с компандированной ДМ, которые обеспечивают требуемую защищенность от шумов квантования для речевых сигналов при тактовых частотах 32 и 16 кГц (в системах ИКМ для этого требуется тактовая частота, равная 64 кГц). Системы с компандированной ДМ используются только для отдельного, а не группового сигнала. Поэтому для передачи N сигналов в цифровой форме требуется N однотипных кодеков ДМ и схемы объединения – разделения цифровых сигналов. Последние выполняются довольно просто на основе элементарных логических схем ИЛИ и И.

В последнее время стали выпускаться специализированные устройства – *канальные транскодеры ИКМ/АДИКМ* или *ИКМ/АДМ*, которые преобразуют сигнал основного цифрового канала в цифровой речевой сигнал АДИКМ или АДМ со скоростью 32 или 16 кбит/с. Все преобразования реализуются в цифровой форме.

4.4. Полосное кодирование. Вокодеры

Повышение эффективности цифровых методов передачи возможно применением *полосного кодирования*, основанного на делении полосы частот речевого сигнала $C'(t)$, ограниченного фильтром нижних частот (ФНЧ) первичного сигнала $C(t)$ до пределов эффективно передаваемой полосы частот (ЭППЧ) соответствующего канала передачи, на ряд полос с помощью блока полосовых фильтров ($ПФ_1 \dots ПФ_n$) тракта передачи, образуя, таким образом, субканалы (СК), число которых лежит в пределах 4...8 (рис. 4.10).

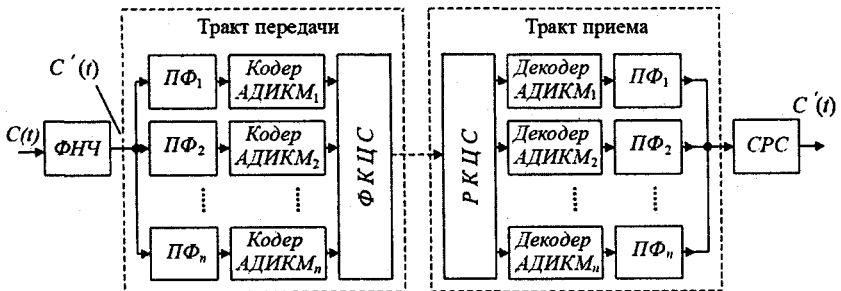


Рис. 4.10. Структурная схема кодека с разделением на полосы

В тракте передачи сигнал каждого из СК с помощью однополосной модуляции переносится в полосу частот $0 \dots F_{\text{макс}}$ и затем обрабатывается отдельно при помощи, например, кодера адаптивной дифференциальной импульсно-кодовой (*Кодер АДИКМ*). Для каждого СК дискретизация осуществляется соответствующей частотой дискретизации $F_{\text{д}}$. Квантование и кодирование в каждом СК осуществляется с разной точностью с учетом свойств уха, при этом учитывается то положительное свойство, что сигнал каждого СК по своим статистическим свойствам более однороден, чем исходный речевой сигнал. Если применяется кодирование с мгновенным компандированием, то для всех СК может быть использован общий кодер. Однако, чтобы минимизировать скорость передачи, для каждого СК используется адаптивный кодер.

После того как сигнал в каждом из СК закодирован, индивидуальные цифровые потоки объединяются устройством формирования канального цифрового сигнала (*ФКЦС*) для передачи по общему каналу. На приеме осуществляются обратные преобразования: разделение канального цифрового сигнала в распределителе канального цифрового сигнала (*РКЦС*), декодирование сигналов каждого СК в *декодере АДИКМ* и синтезирование исходного речевого сигнала в блоке синтеза речевого сигнала (*СРС*).

Раздельное кодирование в каждом СК обладает следующими преимуществами.

1. За счет использования раздельной адаптации в каждом СК можно выбрать размеры шагов квантования в соответствии с уровнем энергии сигнала в каждом СК. В СК, содержащих сигналы с относительно высокими уровнями, возможно осуществление квантования с большим шагом. Таким образом, спектр шума квантования подгоняется под мгновенный спектр сигнала СК.

2. Скорость передачи в каждом из СК может быть оптимизирована согласно степени воздействия каждой из полос на восприятие. В частности, относительно большое число разрядов m_i на отсчет может быть использовано для низких частот спектра речи, где это важно для сохранения основного тона и структуры формант гласных и звонких согласных звуков. На высоких частотах можно использовать меньшее число разрядов на отсчет, поскольку шумоподобные глухие звуки не требуют сопоставимого качества воспроизведения.

Кодеры с разделением на полосы (СК) обеспечивают значительное уменьшение скорости передачи по сравнению с общими и относительно простыми алгоритмами кодирования в АДМ и АДИКМ.

Коэффициент сжатия цифрового сообщения при таком кодировании определяется из выражения

$$K_{сж} = \left(N_{с.с} + \sum_{j=1}^n F_{вj} \cdot m_j \right) (F_{д0} \cdot m_0)^{-1},$$

где $N_{с.с}$ – число служебных символов, например синхронизации, за 1с; $F_{д0}$ и m_0 – частота дискретизации и число разрядов кодовой комбинации при типовом способе цифровой передачи ($F_{д0} = 8$ кГц и $m_0 = 8$).

Как показали экспериментальные исследования, кодирование с разделением на полосы обеспечивает хорошее качество передачи речевого сигнала при скорости 16...24 кбит/с при коэффициенте сжатия $K_{сж} = 3...4$.

Реализация современных кодеков полосного кодирования осуществляется только методами цифровой обработки сигналов на всех этапах формирования канального цифрового сигнала с широким использованием микропроцессорной техники.

Метод полосного кодирования нашел применение при передаче речевого сообщения в полосе частот до 7 кГц на скорости основного цифрового канала (ОЦК). При этом полоса частот такого сигнала делится на две полосы с образованием двух СК. В первом СК передача осуществляется в полосе частот 0,1...4,0 кГц с помощью АДИКМ со скоростью 48 кбит/с; во втором канале передается полоса частот 4...7 кГц с предварительным преобразованием в полосу частот 0...3 кГц и передачей методом АДИКМ, но со скоростью 16 кбит/с. Алгоритмы полосного кодирования предназначаются прежде всего для воспроизведения формы входного сигнала $S(t)$ (рис. 4.10) с максимально возможной точностью. Они предполагают малую степень или полное отсутствие знаний о природе сигнала и применимы практически к любому сигналу, передаваемому по каналу тональной частоты, например к факсимильным сигналам. Для получения более низких скоростей передачи речевого сигнала (20 кбит/с и менее) необходимо учитывать статистические свойства речевого сигнала и применять весьма специфические методы его кодирования. Устройства, реализующие методы кодирования на основе использования статистических свойств речевого сигнала, называются *вокодерами*, от соединения слов *voice coders*, что означает кодеры речевого сигнала (голоса).

Основным назначением вокодеров является кодирование только важных для восприятия речи параметров сигнала с уменьшенным числом символов. При построении вокодеров используются следующие специфические особенности спектра речевого сигнала:

1. Спектр гласных и звонких согласных звуков дискретный, все компоненты спектра являются кратными гармониками частоты *основного тона* $F_{от}$, индивидуального для каждого говорящего. Такие звуки можно описать выражением

$$C(t) = \sum_{k=1}^M A_k c \cos 2\pi F_{от} \cdot t,$$

где A_k – амплитуда k -й гармоники частоты основного тона $F_{от}$. Параметр A_k изменяется от звука к звуку, параметр $F_{от}$ – от говорящего к говорящему.

2. Спектр глухих звуков (глухих согласных) является практически сплошным.

3. Для всех звуков характерно неравномерное распределение энергии спектральных составляющих с концентрацией их в отдельных областях, называемых *формантами*. Число формант для каждого звука зависит от особенностей говорящего и лежит в пределах 3...5 (иногда доходит до 7). Основными параметрами формантной области являются ее центральная частота $F_{\phi i}$ и максимальная амплитуда A_i , которые изменяются от звука к звуку и от говорящего к говорящему.

4. Усредненные центральные частоты первых трех формант лежат в пределах 200...700 Гц (с условным максимумом на частоте $F_{\phi 1} = 500$ Гц), 1000...2000 Гц (с условным максимумом на $F_{\phi 2} = 1500$ Гц), 2000...4000 Гц (с условным максимумом на $F_{\phi 3} = 3500$ Гц) для 1-й, 2-й и 3-й формант соответственно.

5. Частота следования отдельных звуков или слогов для нормального речевого процесса не превышает 10 Гц, при этом длительность самых коротких согласных звуков – не менее 30 мс, а самых длинных гласных – не более 350 мс.

6. Фазовые соотношения между отдельными частотными составляющими спектра речи менее существенны для ее восприятия. По существу, ухо воспринимает уровень энергии на различных частотах в спектре речи, но не фазовые соотношения между отдельными частотными составляющими.

В зависимости от того, какие из перечисленных особенностей выбраны при анализе речевого сигнала на передаче и его синтезе на приеме различают: *полосные вокодеры* (ПВК), *формантные вокодеры* (ФВК), *гармонические вокодеры* (ГВК), *вокодеры с линейным предсказанием*.

Полосный вокодер ПВК был впервые разработан в 1928 г. Г. Дадли, в котором речевой сигнал путем компрессирования спектра преобразовывался в аналоговый сигнал с общей полосой порядка 300 Гц. Затем были разработаны цифровые полосные вокодеры (ЦПВК), основанные на этих идеях, на скорости передачи от 1 до 2 кбит/с.

Структурная схема тракта передачи цифрового полосного вокодера приведена на рис. 4.11.

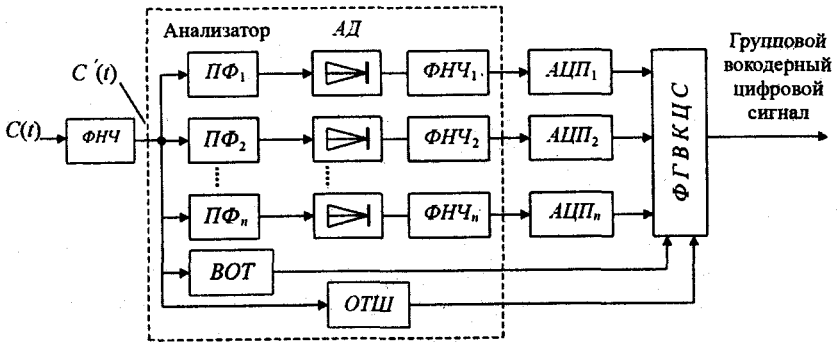


Рис. 4.11. Структурная схема тракта передачи цифрового полосного вокодера

Полоса частот первичного речевого сигнала $C(t)$ фильтром нижних частот (ФНЧ) ограничивается до эффективно-передаваемой полосы частоты канала тональной частоты. Получаемый на выходе ФНЧ сигнал $C'(t)$ набором полосовых фильтров $ПФ_1 \dots ПФ_n$ делится на ряд субканалов (СК). В состав каждого СК входит амплитудный детектор АД, на выходе которого получается *огibaющая* сигнала соответствующего СК, выделяемая ФНЧ, с полосой пропускания от 0 до 25...35 Гц. В результате на выходах этих фильтров имеем низкочастотные сигналы $S_i(t)$, $i = 1, 2, \dots, n$, каждый из которых несет информацию о средней интенсивности спектра речевого сигнала в пределах полосы частот СК. Далее сигнал $S_i(t)$ соответствующего СК в блоке аналого-цифрового преобразования (АЦП) подвергается всем процедурам формирования соответствующего цифрового сигнала на основе обычной ИКМ или ее модификаций: ДИКМ или АДИКМ.

С помощью блока *VOT* (выделитель основного тона) производится определение частоты основного тона $F_{от}$, а с помощью блока *ОТШ* (определитель тон-шум) определяется тип звука – звонкий (тональный) или глухой (шумный). Для передачи информации от *VOT* и *ОТШ* требуется полоса частот порядка 100 Гц. Совокупность устройств, образующих блок субканалов совместно с *VOT* и *ОТШ*, называется *анализатором*.

Затем цифровые сигналы отдельных СК и *VOT* и *ОТШ* объединяются в *ФГВКЦС* (формирователь группового вокодерного цифрового сигнала) в групповой вокодерный цифровой сигнал (ГВКЦС). Коэффициент сжатия по тактовой частоте определяется по формуле:

$$K_{сж} = \frac{F_{ГВК}}{F_{д0} \cdot m_0} \equiv \left(\sum_{i=1}^n m_i F_i + 600 \right) (F_{д0} \cdot m_0)^{-1},$$

где $F_{\text{твк}}$ – тактовая частота ГЦС вокодера; F_i и m_i – частота дискретизации и разрядность в i -м СК (обычно $F_i = 50 \dots 70$ Гц и $m_i = 3 \dots 5$); $F_{\text{до}} = 8$ кГц и m_0 – частота дискретизации и разрядность кода типового основного цифрового канала ЦСП ИКМ-ВРК. Для передачи информации от ВОТ и ОТШ и сигнала цикловой синхронизации требуется до 600 бит. Для числа СК $n = 6 \dots 12$ скорость передачи полосового вокодера составляет 1200...2400 бит/с, что соответствует коэффициенту сжатия $K_{\text{сж}} = 26 \dots 53$.

Обобщенная структурная схема тракта приема полосового вокодера приведена на рис. 4.12, где происходят операции декодирования цифровых сигналов СК, получение соответствующих им огибающих и синтеза речевого сигнала по этим огибающим и сигналов основного тона и тоншум.

На вход тракта приема поступает вокодерный групповой цифровой сигнал (ВКГЦС), который в блоке разделения вокодерного группового цифрового сигнала делится на сигналы соответствующих субканалов, при этом информация от ВОТ тракта передачи поступает на импульсный генератор основного тона – ГОТ и управляет его частотой, информация от ОТШ тракта передачи поступает на коммутатор КОМ, который подключает к гребенке полосовых фильтров – ПФ субканалов или ГОТ или генератор шума – ГШ. Генератор шума формирует короткие импульсы случайной длительности и частоты, что эквивалентно шуму с равномерной спектральной плотностью.

Генератор основного тона представляет собой генератор гармоник, формирующий периодическую последовательность импульсов, следующих с частотой основного тона $F_{\text{от}}$. Совокупность элементов СК: цифро-

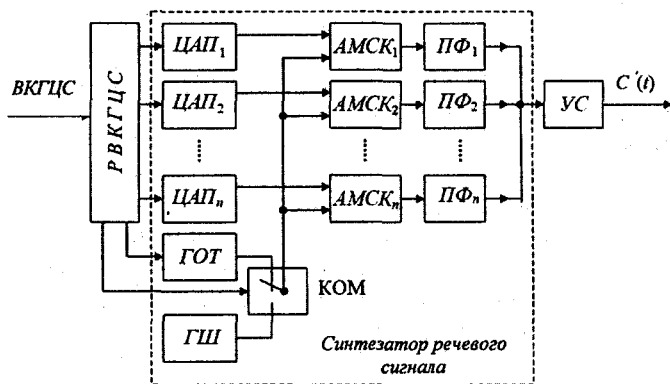


Рис. 4.12. Структурная схема тракта приема полосового вокодера

аналоговый преобразователь – ЦАП, амплитудный модулятор субканала – АМСК, полосовые фильтры – ПФ субканалов, ГОТ, ГШ и КОМ образуют синтезатор речевого сигнала – СРС.

Огибающая сигнала $S(t)$ соответствующего СК с выхода ЦАП поступает на АМСК, где происходит амплитудная модуляция либо сигналов ГОТ, либо ГШ. В результате чего формируется так называемый окрашенный спектр частот, характерных для того или иного звука. В зависимости от значения сигнала $S(t)$ соответствующего СК меняется интенсивность спектра в его полосе. Полосовые фильтры ПФ служат в основном для исключения побочных продуктов модуляции. Выходом вокодерного канала является усилитель УС, обеспечивающий номинальный уровень приема.

Наиболее трудным в реализации полосных вокодеров является точное определение параметров основного тона и сигнала тон-шум для гласных или звонких согласных звуков. Кроме того, определенные звуки затруднительно четко определить как чисто звонкие или чисто глухие (или шумовые). Поэтому усовершенствование полосовых вокодеров связано с получением более точных характеристик генераторов возбуждения (ГОТ и ГШ). Без точной информации об этих сигналах качество речи на выходе вокодера является низким и зависит как от говорящего, так и от конкретных произнесенных звуков. Некоторые из более совершенных вокодеров при скорости передачи 2400 бит/с создают разборчивую речь, хотя с недостаточной узнаваемостью и несколько ощутимым синтетическим звучанием.

Как отмечалось выше, мгновенный энергетический спектр речи редко занимает всю полосу частот КТЧ. Энергия речи имеет тенденцию концентрироваться в трех или четырех областях максимума – формантах.

Формантный вокодер (ФВК) определяет положение и амплитуду этих спектральных максимумов и передает эту информацию вместе с огибающей всего спектра. Вследствие этого ФВК формирует цифровой сигнал с пониженной скоростью передачи за счет кодирования только наиболее значительных мгновенных составляющих в спектре речи. ФВК отличается от ПВК построением анализатора и синтезатора, при этом блоки выделения команд ОТ и ТШ практически аналогичны, но для своей реализации требует меньшего числа полосовых фильтров (обычно не более трех). Самым важным требованием для получения приемлемого качества синтезированной на приеме речи ФВК является точное прослеживание динамики изменения формант. Если это выполнить, то ФВК может дать весьма разборчивую речь при скорости передачи не более 1000 бит/с.

Гармонический вокодер. Идея гармонического вокодера основана на методе гармонического кодирования речевого сигнала, разработанного

советским ученым А.А. Пироговым. Сущность метода сводится к передаче *огibaющей* текущего энергетического спектра речевого сигнала, усредненного за некоторый (весьма небольшой) промежуток времени, в виде коэффициентов разложения *огibaющей* в ряд Фурье. В зависимости от требуемой точности воспроизведения *огibaющей* число членов ряда будет различным. Соответственно этому изменяется и число передаваемых параметров. Поскольку каждый член ряда в общем случае определяется двумя параметрами, то число последних должно быть вдвое больше числа членов ряда. Как известно, для определения коэффициентов разложения достаточно иметь ординаты *огibaющей* спектра речевого сигнала. Число этих ординат берется равным $2n - 1$, где n – число членов ряда.

Следовательно, при гармоническом кодировании необходимо измерять уровень спектра речевого сигнала на $(2n - 1)$ частотах, выделяемых соответствующими полосовыми фильтрами – *ПФ*. Величины этих уровней и будут ординатами *огibaющей*. Оптимальная ширина полосы пропускания *ПФ* при представлении *огibaющей* в натуральном масштабе частот примерно равна

$$\Delta f \leq \frac{\Delta F}{2q},$$

где ΔF – полоса частот речевого сигнала (как правило, равная эффективной-передаваемой полосе частот КТЧ); q – число формант.

Возможен и бесфильтровый метод спектрального анализа путем применения линий задержки, который свободен от недостатков фильтровых методов, но имеет свои трудности: сложность реализации временных задержек на низких частотах.

Коэффициенты разложения *огibaющей*, определенные по ее ординатам, изменяются во времени примерно с той же скоростью, что и спектральные уровни в полосном вокодере, т. е. с частотой не выше 25...50 Гц.

Для сохранения качества звучания и натуральности речи необходимо передавать не менее 3...4 формант. Следовательно, число ординат спектральной *огibaющей* должно быть не менее 6...8. Это соответствует трем-пяти членам разложения ряда Фурье, что требует полосы частот гармонического вокодера, равной 75...250 Гц.

Структурная схема гармонического цифрового вокодера аналогична схеме полосного вокодера, однако на выходе каждого полосового фильтра появляются коэффициенты разложения Фурье. Результирующий сигнал на выходе этих фильтров представляют в виде ряда гармонических функций, которые затем подвергаются преобразованию по алгоритмам ИКМ, АДИКМ и др.

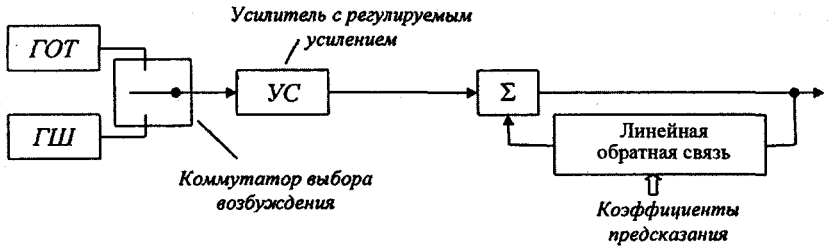


Рис. 4.13. Модель генерации речевого сигнала в ВКЛП

Вокодеры с линейным предсказанием. Анализатор вокодера с линейным предсказанием (ВКЛП) формирует существенные характеристики речи непосредственно из временной функции сигнала $C(t)$, а не из частотного спектра, как в полосовом, формантном или гармоническом вокодерах. По существу, ВКЛП анализирует речевой сигнал для получения меняющейся во времени модели возбуждения (ГОТ и ГШ) синтезатора тракта приема и функции передачи. Синтезатор тракта приема формирует речевой сигнал путем пропускания полученных сигналов ГОТ и ГШ через устройство, соответствующее математической модели речеобразующего тракта.

Синтезатор приспособливается к изменениям параметров модели и элементов возбуждения путем периодического уточнения этих параметров. Однако предполагается, что в течение любого одного интервала уточнения речеобразующий тракт представляет собой *линейное устройство* с постоянными во времени параметрами. Структурная схема типовой модели для генерации речи представлена на рис. 4.13.

Выражение, описывающее работу модели речеобразующего тракта, имеет вид

$$y(n) = \sum_{k=1}^p A_k \cdot y(n-k) + Kx(n),$$

где $y(n)$ – n -й отсчет на выходе; A_k – k -й коэффициент предсказания; K – коэффициент усиления регулируемого усилителя УС; $x(n)$ – входной сигнал в момент дискретизации n ; p – порядок модели, под которым понимается число последних отсчетов, определяющих алгоритм линейного предсказания.

Отметим, что выходной речевой сигнал в формуле для $y(n)$ представлен в виде суммы входного сигнала в настоящий момент и линейной комбинации p предыдущих выходных сигналов речеобразующего тракта. Эта

модель является адаптивной в том смысле, что в коде периодически определяется новое семейство коэффициентов предсказания, соответствующих последовательным фрагментам речи. В этом кодирование в ВЛКП аналогично адаптивной ДИКМ или кодированию с адаптивным предсказанием. Отличие состоит в определении коэффициентов предсказания и в том, что в ВКЛП не измеряются и не кодируются разностные сигналы или сигналы ошибки. Вместо этого при определении коэффициентов предсказания минимизируются средние квадратические значения ошибок. Возможность избежать кодирования ошибок предсказания вытекает из того факта, что в ВЛКП используются параметры предсказания, полученные из отрезков реального речевого сигнала, к которым эти параметры и применяются (прямая оценка).

В вокоде с линейным предсказанием в коде (анализаторе) определяется и передается в сторону декодера (синтезатора) следующая информация о:

- 1) характере возбуждения (гласные или звонкие согласные звуки в сопоставлении с глухими звуками);
- 2) периоде основного тона (для воспроизводства гласных или звонких согласных);
- 3) коэффициенте усиления K ;
- 4) коэффициенте предсказания (параметрах модели речеобразующего тракта).

Частота основного тона определяется измерением периодичности, если она существует. Помимо того, что кодер (анализатор) с линейным предсказанием измеряет основной тон способами, аналогичными используемыми другими типами вокодеров, он обладает еще и специфическими свойствами, которые содействуют определению параметров основного тона.

Определение коэффициентов предсказания осуществляется следующим образом: в качестве желаемого выходного сигнала синтезатора используются отсчеты реального сигнала, затем образуется система из p линейных уравнений с p неизвестными коэффициентами. В результате эти коэффициенты определяются путем интегрирования матрицы размером $p \times p$. Поскольку порядок p может варьироваться в зависимости от желаемого качества синтезированной речи, прямая инверсия матрицы требует огромного объема вычислений. Однако, если принять для модели специальные ограничения, матрицы приобретают особые свойства, которые существенно упрощают решение уравнений. При использовании микропроцессорной техники решение даже сложных матриц не вызывает особых затруднений.

Хотя ВКЛП обрабатывают сигнал во временной области, они обеспечивают хорошие оценки пиков в спектре речи. Кроме того, ВКЛП спосо-

бен эффективно отслеживать медленные изменения огибающей спектра. Итоговый результат состоит в том, что ВКЛП на скорости передачи 1,2...2,4 кбит/с дает более естественное звучание речи, чем полосные вокодеры и их модификации.

Полувокодеры. Рассмотренные типы цифровых вокодеров, обеспечивая высокую разборчивость даже при десятикратном сжатии спектра речевого сигнала, не удовлетворяют требованиям по натуральности звучания и узнаваемости голосов. Получаемая синтезированная речь отличается машинным акцентом. Это происходит в основном из-за погрешности измерения основного тона, различения гласных и звонких согласных звуков. Эти недостатки усугубляются изумительной способностью человеческого уха обнаруживать малейшие неточности восстановления основного тона.

Трудности и неточности анализа речевого сигнала и его синтеза по параметрам преобразования можно обойти, применив *полувокодер*. Структурная схема полувокодера показана на рис. 4.14. В этом устройстве информация об основном тоне передается преобразованной полосой низкочастотной части спектра речевого сигнала, образуя нулевой субканал (фильтр нижних частот – *ФНЧ*), сигнал которого далее подвергается соответствующему цифровому преобразованию в блоке аналого-цифрового преобразования – *АЦП*.

Сигналы субканалов анализатора и нулевого субканала объединяются в устройстве формирования группового цифрового сигнала (*ФГЦС*) полувокодера. В разделителе группового цифрового сигнала (*РГЦС*) тракта приема сигнал нулевого субканала, испытав обратные преобразования в цифро-аналоговом преобразователе – *ЦАП*, подается на нелинейное устройство формирования широкополосного сигнала (*ФШС*) с равномерным спектром. Этот сигнал с выровненным (размноженным) спектром далее используется как источник возбуждения синтезатора полосного (или иного полувокодера), формирующего спектр речевого сигнала выше нулевого субканала. Сигнал с выровненным спектром отражает дискретный харак-

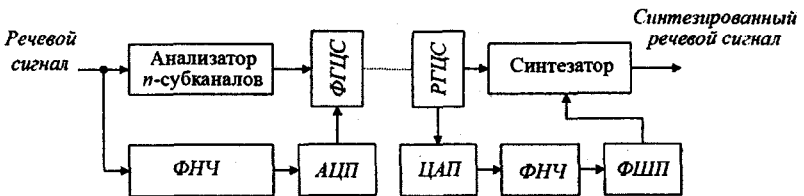


Рис. 4.14. Структурная схема полувокодера

тер спектра квазипериодических гласных и звонких согласных звуков и сплошной спектр глухих и шипящих звуков. Будучи извлеченным из части спектра исходной речи, он сохраняет как информацию тон-шум, так и информацию об основном тоне.

Тонкая временная структура голосового возбуждения (она считается важной для натуральности) при сглаживании не теряется. Ценой некоторой потери полосы частот качество синтезированной речи может быть приближено к качеству речи телефонного канала с эффективно-передаваемой полосой частот 0,3...3,4 кГц. Таким образом, получаем относительно высокое качество синтезированной речи и некоторую часть в экономии пропускной способности как канала тональной частоты, так и основного цифрового канала. В одном из первых вариантов полувокодера непретворенная полоса частот (нулевой субканал) взята равной 250...940 Гц. Диапазон частот от 940 до 3650 Гц разделен на 17 субканалов. Из них первые 14 имеют полосы пропускания по 150 Гц, а самые верхние – несколько шире. Общая полоса частот полувокодера получилась равной 1000...1200 Гц, что соответствует примерно трехкратной компрессии.

Экспериментальные исследования последних лет показывают, что, выбирая полосу частот нулевого субканала равной 800...1000 Гц и применяя полосный вокодер с числом субканалов 6...10 для полосы частот 1000...3400 Гц, можно обеспечить такое качество речи, что 82% слушателей не замечают различий в сравнении с каналом тональной частоты.

При использовании эффективных кодеков можно получить результирующую скорость передачи сигнала цифрового полувокодера, равную 9,5 кбит/с. Успехи в области микросхемотехники и алгоритмов быстрой цифровой обработки сигналов позволяют создавать миниатюрные кодеки цифровых вокодеров на скорости передачи 16, 9,6, 8 и 4,8 кбит/с, что позволяет весьма эффективно использовать пропускную способность основного цифрового канала.

Эффективность цифровых систем передачи можно значительно повысить, если найти оптимальные способы ввода вокодерных цифровых каналов в каналы и тракты цифровых систем передачи. Эта проблема также важна и для организации различного вида каналов передачи данных по типовым каналам и трактам цифровых систем передачи.

4.5. Ввод сигналов передачи данных в каналы и тракты цифровых систем передачи с ИКМ-ВРК

К сигналам передачи данных (ПД) будем относить телеграфные сигналы, сигналы аппаратуры передачи дискретной информации, сигналы аппаратуры передачи данных, сигналы цифровых вокодеров, сигналы циф-

ровой факсимильной связи, сигналы от ЭВМ и др. Эти сигналы подлежат передаче по типовым каналам и трактам ЦСП.

Качество передачи сигналов ПД по цифровым каналам и трактам определяется следующими показателями:

1. *Скоростью модуляции*, под которой понимается максимальное число единичных элементов, которое можно передать за секунду: $B = 1/\tau$, где B – скорость модуляции, Бод; τ – длительность единичного элемента сигнала (нуля или единицы), с;

2. *Коэффициент использования пропускной способности* цифрового канала или тракта $K_{исп} = B_{макс} / B_c$, где $B_{макс}$ – максимальная скорость модуляции цифрового сигнала; B_c – скорость модуляции сигнала цифрового канала или тракта. Номинальная скорость модуляции B_0 , исходя из *краевых искажений* на входе цифрового тракта, должна быть меньше максимальной, обычно $B_0 = 0,5B_{макс}$.

3. *Коэффициент размножения ошибок*, который для одиночных ошибок равен $\alpha = p_{дв} / p_c$, где $p_{дв}$ – вероятность ошибки для двоичного сигнала; p_c – вероятность ошибки сигнала цифрового канала или тракта ЦСП.

4. *Коэффициент краевых искажений*, характеризующий расхождение между значащими моментами (ЗМ), т. е. моментами перехода от одного символа к другому (из состояния 1 в состояние 0 или наоборот) в переданном и принятом сигналах ПД: $\delta_0 = \Delta t / \tau_0$, где Δt – ошибка между значащими моментами (ЗМ) в сигнале ПД и моментом его передачи в канале или тракте ЦСП; $\tau_0 = 1 / B_0$.

Сигналы ПД вводятся в свободные импульсные позиции цифровых трактов (первичный, вторичный, третичный, четверичный), а также в импульсные позиции разрядов основного цифрового канала. Ввод сигналов ПД в цифровой тракт может быть синхронным и асинхронным.

В случае синхронного ввода тактовая частота сигнала ПД должна быть синхронной с тактовой частотой цифрового канала или тракта. С этой целью, как показано на рис. 4.15, предусматривается синхронизация источника сигнала ПД от генераторного оборудования (ГО) ЦСП.

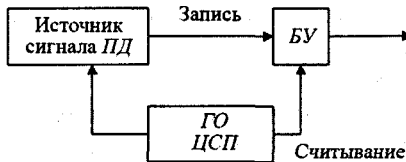


Рис. 4.15. Синхронный ввод сигналов ПД

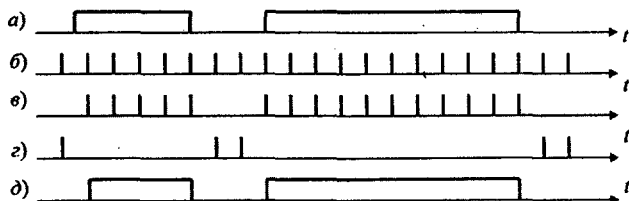


Рис. 4.16. Ввод сигналов ПД методом простого наложения

Сигнал ПД записывается в буферную память (БУ) и затем считывается в коллектор цифрового потока (КЦП) импульсной последовательностью, поступающей от ГО ЦСП.

Асинхронный ввод сигналов ПД является наиболее общим способом организации каналов ПД по типовым цифровым каналам и трактам. Широкое применение получили следующие методы ввода асинхронных сигналов ПД: метод наложения, метод кодирования, или скользящего поиска, и метод фиксированного индекса.

Метод наложения. Он является наиболее простым и состоит в том, что сигналы ПД (рис. 4.16,а) стробируются импульсами тактовой частоты (иногда называемыми *импульсной несущей*) соответствующего цифрового канала или тракта f_c (рис. 4.16,б). Импульсы, полученные стробированием (рис. 4.16,в), вводятся в КЦП канала или тракта ЦСП.

В приемном оборудовании переданный сигнал выделяется из группового цифрового потока разделителем цифрового потока (РЦП) и затем восстанавливается по огибающей пакета импульсной последовательности (рис. 4.16,д). Выделение огибающей пакета импульсов может быть осуществлено, например, подачей пакета импульсов на один из разделительных входов триггера, на другой вход которого подаются инверсные пакеты импульсов (рис. 4.16,з). Так как стробирующие импульсы (рис. 4.6,б) не синхронизированы с сигналом ПД, то ЗМ (смещение фронтов импульсов) передаются с ошибками, называемыми *краевыми искажениями*, величина которых равна $\delta_0 = (T_c / \tau_0) \cdot 100\%$, где $T_c = 1/f_c$ — период стробирующих импульсов. Величина этих искажений не превышает периода тактовой частоты — стробирующих импульсов T_c .

Рассмотренный способ ввода сигналов применяют в низкоскоростных системах передачи (скорость передачи 50...200 Бод), а также для передачи различного вида служебных сигналов в цифровых потоках, как, например, сигналов управления и взаимодействия (СУВ) в потоке Е1.

Если считать, что при передаче телеграфных сигналов допустимы краевые искажения до 10%, то тактовая частота (стробирующих импуль-

сов) f_c цифрового канала, в который вводятся сигналы ПД, должна не менее чем в 10 раз превышать тактовую частоту сигнала ПД, равную $f_0 = 1/\tau_0$. В этом случае пропускная способность цифрового канала или тракта будет использоваться только на 10% (коэффициент использования $K_{исп} = f_c / f_0$). Для сигнала ПД со скоростью передачи $B_0 = 1200$ Бод и частотой стробирования $f_c = 64$ кГц (что соответствует тактовой частоте основного цифрового канала – ОЦК), коэффициенте краевых искажений $\delta_0 = 2\%$ пропускная способность ОЦК используется лишь на 2%.

Метод наложения прост в реализации, обладает высокой помехозащищенностью (коэффициент размножения ошибок $\alpha = 1$, если число ошибок в двоичном сигнале в T_0 / T_c раз меньше числа ошибок в цифровом тракте), но, как следует из рассмотренных примеров, обладает очень низким использованием пропускной способности каналов и трактов ЦСП.

Для повышения эффективности использования пропускной способности основного цифрового канала (ОЦК) в нем организуется несколько низкоскоростных каналов ПД, число которых равно $n = f_c \cdot \delta_0 / B_{снд}$, где $B_{снд}$ – скорость передачи индивидуального сигнала ПД. Скорость передачи группового сигнала ПД в этом случае будет равна $B_{гс} = B_{снд}(n + 1) \delta_0$. Например, при организации 12 каналов передачи сигналов ПД со скоростью $B_{снд} = 200$ Бод и величине краевых искажений $\delta_0 = 5\%$, пропускная способность такого канала ЦСП должна быть не меньше $B_{гс} = B_{снд}(n + 1) \delta_0 = 200 \cdot (12 + 1) / 0,05 = 52 \cdot 10^3$ Бод. Для повышения эффективности использования каналов и трактов ЦСП для передачи сигналов ПД применяется метод скользящего индекса, который в настоящее время стандартизирован для передачи телеграфных сигналов и других сигналов ПД.

Метод скользящего индекса. Сущность данного метода состоит в том, что по каналу или тракту ЦСП передается информация о наличии значащего момента модуляции (ЗМ), т.е. о наличии фронта импульса, его местоположении относительно соседних импульсов сигнала ПД и о его характере – переход от 0 к 1 и наоборот. Эта информация содержится в кодовых комбинациях, состоящих из $m \geq 3$ разрядов. Кодирование реализуется по следующему алгоритму: первый разряд – 1 свидетельствует о наличии фронта между импульсами, и 0 – о его отсутствии; второй разряд свидетельствует о его местоположении: 1, если фронт находится в первой половине периода T_c стробирующих импульсов и 0, если фронт находится во второй половине T_c ; третий разряд свидетельствует о переходе от 0 к 1 и наоборот: если 0, имеет место переход от 0 к 1, если 1, то имеет место переход от 1 к 0. Пример кодирования сигнала ПД по этому алгоритму показан на рис. 4.17.

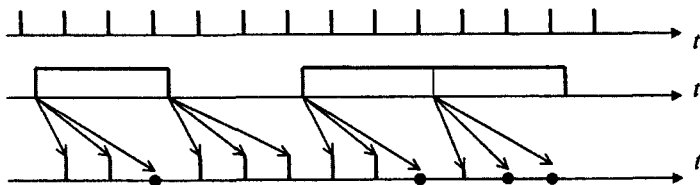


Рис. 4.17. Ввод сигналов ПД методом скользящего индекса

Так как на каждый импульс должно приходиться не менее трех стробирующих импульсов, достижимый коэффициент использования цифрового канала будет равен $K_{исп} = f_0/f_c = f_0/3f_0 \approx 0,33$. При методе скользящего индекса изменение длительности импульса сигнала ПД может достигать величины $0,5T_c$, а при методе наложения – T_c . Следовательно, при равных краевых искажениях метод скользящего индекса оказывается вдвое эффективнее. Недостаток данного метода состоит в том, что при передаче нескольких подряд следующих одинаковых элементарных посылок искажения символов кодовой группы, несущих информацию о знаке перехода, вызовет инверсию всех этих посылок вплоть до следующего перехода. Это недостаток можно устранить, если периодически передавать информацию о знаке элементарных посылок, что и реализуется в следующем методе.

Метод фиксированного индекса. Он отличается от ранее рассмотренных методов способом передачи информации с помощью опорных импульсов о ЗМ сигнала ПД и направления изменения его значения (от 1 к 0 и наоборот). Фиксирование частоты повторения опорных импульсов приводит к тому, что при реализации данного метода не требуются стартовые символы в отдельных кодовых комбинациях.

Преобразование сигнала ПД по методу фиксированного индекса приведено на рис. 4.18.

Значащие моменты (ЗМ) сигнала ПД характеризуются дополнительной комбинацией и $m - 1$ символов, определяющих их положение относительно опорных импульсов. Период повторения опорных импульсов выбирается так, чтобы при самом коротком единичном элементе сигнала ПД между последовательными опорными импульсами наблюдалось не более одного перехода в двоичном сигнале. Стробирующие импульсы, с заданной точностью определяющие положение ЗМ, делят интервал T на $2^m - 1$ подынтервалов. Вся m элементная кодовая комбинация должна поместиться между следующими друг за другом опорными импульсами. Исходя из этого, скорость передачи сигнала ЦСП должна быть $V_c = mT$.

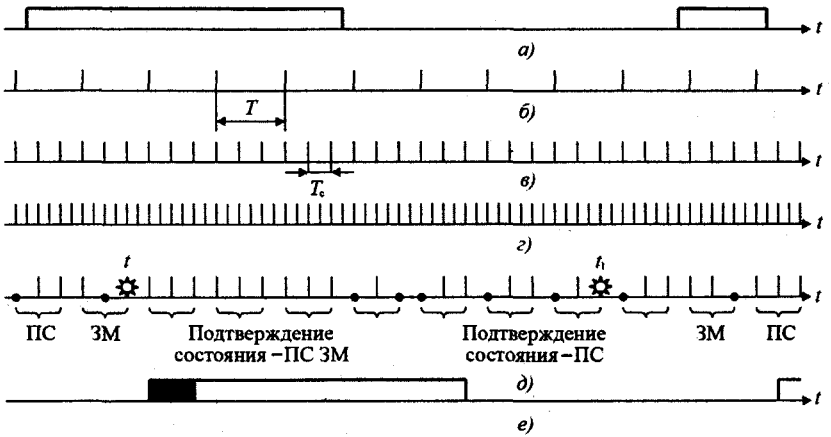


Рис. 4.18. Преобразование сигнала по методу фиксированного индекса:
 а – передаваемый сигнал ПД; б – опорные импульсы; в – стробирующие импульсы; г – импульсы считывания; д – сигнал канала или тракта ЦСП; е – принятый сигнал ПД

Частота импульсов считывания в данном случае будет равна тактовой частоте тракта канала или тракта ЦСП.

Зависящая от частоты стробирующих импульсов величина краевых искажений будет равна $\delta_0 = T / (2^{m-1} - 1)T_0 = mT_c / (2^{m-1} - 1)$, где $T_c = 1/B_c$. Коэффициент размножения ошибок при этом методе меньше, чем при методе скользящего индекса, так как при искажении одного символа кодовой комбинации в цифровом тракте ложному декодированию подвергается не более одной кодовой комбинации, несущей информацию о состоянии сигнала ПД.

При передаче данных более совершенным в отношении повышения коэффициента использования цифрового канала или тракта ЦСП, но более сложным является метод согласования скорости передачи данных со скоростью передачи символов цифрового канала или тракта.

Метод согласования скоростей. Сущность этого метода заключается в следующем. Как и при асинхронном объединении цифровых потоков, информация записывается в запоминающее устройство (ЗУ), а затем считывается последовательностью импульсов цифрового канала, частота следования которых $f_{сч}$ близка, но больше частоты передачи сигнала ПД f_0 . Поскольку частоты $f_{сч}$ и f_0 асинхронны, отношение $T_{сч} / (T_0 - T_{сч})$ будет нестабильным, в считанной последовательности наряду с временными сдвигами (ВС) будут появляться неоднородности, знак которых может

меняться. В приемном устройстве ВС должны обнаруживаться и корректироваться с учетом возникающих неоднородностей (как в блоках асинхронного сопряжения тракта приема).

Метод согласования скоростей позволяет довести коэффициент использования цифрового канала до 0,85...0,9. Однако нужно при этом иметь в виду, что дальнейшее повышение коэффициента использования канала, когда $f_{сч}$ приближается к f_0 , приводит к увеличению периода следования ВС и, следовательно, к увеличению времени их поиска.

Если предусмотреть передачу сведений о местоположении ВС, как это делается при асинхронном объединении цифровых потоков, можно довести коэффициент использования цифровых каналов и трактов до 0,98. Но это потребует соответствующего усложнения алгоритма работы оборудования ввода сигналов ПД на передающем и приемных концах ЦСП.

Для одновременной передачи по каналам и трактам ЦСП сигналов ПД от нескольких независимых источников применяется *адресно-кодový метод* с адресной организацией обмена. При этом методе изменения ЗМ в сигнале от отдельных источников преобразуются в m -элементные адресно-кодóвые комбинации. Первый символ такой комбинации означает наличие перехода в двоичном сигнале, последний – состояние сигнала после перехода, остальные $m - 2$ 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 организации ожидания (очереди) для передачи. Число каналов n определяется числом кодóвых элементов: $n = 2^{m-2}$. Вероятность ошибки в любом канале в данном 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.

Вопросы для самоконтроля

1. Назовите основные недостатки передачи сигналов методом ИКМ с временным разделением каналов и пути их устранения.
2. Основные процессы формирования сигнала дифференциальной импульсно-кодóвой модуляции (ДИКМ).
3. Разновидности ДИКМ, алгоритмы формирования их сигналов, достоинства, недостатки и область применения.
4. Основные процессы формирования сигнала дельта-модуляции (ДМ).
5. Физическая сущность явления перегрузки при формировании сигнала ДМ. Способы борьбы с явлением перегрузки.

6. Разновидности ДМ, алгоритмы формирования их сигналов, достоинства, недостатки и область применения.
7. Назовите основные параметры речевого сигнала и поясните их физическую сущность.
8. Принципы функционирования цифрового полосного вокодера.
9. Принципы функционирования цифрового формантного вокодера.
10. Принципы функционирования цифрового гармонического вокодера.
11. Принципы функционирования цифрового полувокодера.
12. Назовите основные параметры сигналов и каналов передачи данных и поясните их физическую сущность.
13. Основные методы ввода сигналов передачи данных (ПД) в каналы и тракты цифровых систем передач на основе ИКМ-ВРК.
14. Метод простого наложения, его реализация, достоинства, недостатки и область применения.
15. Метод скользящего индекса, его реализация, достоинства, недостатки и область применения.
16. Метод асинхронного ввода сигналов ПД, его реализация, достоинства, недостатки и область применения.
17. Метод фиксированного индекса, его реализация, достоинства, недостатки и область применения.

Глава 5. Синхронизация в цифровых системах передачи

5.1. Основные понятия и определения. Виды синхронизации. Требования к системам синхронизации

Для согласованной работы передающей и приемной станций цифровых систем передач с импульсно-кодовой модуляцией и временным разделением каналов (ЦСП ИКМ-ВРК) и их различных модификаций необходимо обеспечить:

1) синхронную работу канальных амплитудно-импульсных модуляторов на передаче и канальных селекторов на приеме, т. е. распределение АИМ сигналов и сигналов управления и взаимодействия (СУВ) по соответствующим каналам;

2) равенство скоростей цифровой обработки сигналов в аналого-цифровых преобразователях на передаче и цифро-аналоговых преобразователях на приеме;

3) равенство скоростей в процессе объединения и разделения цифровых потоков оборудования временного группообразования и их распределения по длительности цикла;

4) синхронную работу устройств регенерации цифровых сигналов.

Для нормального взаимодействия передающей и приемной частей ЦСП используется синхронизация следующих видов: по тактовой частоте (тактовая синхронизация), по кодовым группам, по циклам (цикловая синхронизация) и сверхциклам (сверхцикловая синхронизация).

Тактовая синхронизация обеспечивает равенство скоростей обработки сигналов (кодирование и декодирование отсчетов, объединение и разделение цифровых потоков) на передающей и приемной станциях. Для этого генераторное оборудование оконечной приемной станции управляется (синхронизируется) тактовой частотой передающей станции.

Цикловая синхронизация, или синхронизация по циклам обеспечивает правильное разделение каналов, т.е. поступление декодированных АИМ сигналов определенных каналов в приемную часть этих же каналов (синфазность). Нарушение правильного распределения приводит к поступлению сигналов одного канала в приемное устройство другого канала. В этом случае возникают взаимные влияния между каналами в виде внятного или невнятного переходного разговора.

Сверхцикловая синхронизация обеспечивает правильное распределение каналов СУВ в заданном канальном интервале.

Реализация любого вида синхронизации основана либо на использовании статистических свойств информационного сигнала, либо на использовании избыточности группового цифрового сигнала путем ввода в его структуру специального сигнала – *синхросигнала*.

Для организации тактовой синхронизации, как правило, используется первый способ, для всех иных видов синхронизации используется второй способ, т.е. ввод в структуру группового цифрового потока синхросигнала (СС).

Совершенство устройств, обеспечивающих передачу и прием СС, называется *каналом синхронизации* (КС).

К устройствам синхронизации можно сформулировать следующие общие требования:

- время вхождения в синхронизм при первоначальном включении аппаратуры в работу и время восстановления синхронного режима работы после ее нарушения должны быть минимальными;

- высокая стабильность состояния синхронизма, при котором система синхронизации не должна реагировать на единичные ошибки в приеме синхросигнала и в то же время должна быть достаточно чувствительной к выходу оборудования ЦСП из состояния синхронизма; иными словами, состояние синхронизма при работе аппаратуры должно поддерживаться непрерывно и автоматически;

- обеспечение возможности обнаружения состояния ложного синхронизма в системах циклового и сверхциклового синхронизма;

- объем служебной синхронинформации в цикле передачи при заданных параметрах восстановления и поддержания синхронизма должен быть минимальным;

- каналы синхронизации должны быть достаточно помехоустойчивыми, время между нарушениями состояния синхронизма должно быть максимально возможным.

Выполнение указанных требований должно сочетаться с простой технической реализацией, экономичностью и надежностью функционирования канала синхронизации. Проблемы синхронизации приобретают особую остроту в связи с интеграцией цифровых систем передачи и цифровых систем коммутации в единую цифровую сеть связи. Цифровая сеть, в которой передача и коммутация информации производится с использованием основных цифровых каналов и их объединения в цифровые тракты, не может нормально функционировать без хорошо отлаженной системы синхронизации.

5.2. Тактовая синхронизация

Совокупность устройств, обеспечивающих синхронную работу ГО приемной и передающей станций ЦСП, а также качественное функционирование станционных и линейных регенераторов, называется *устройствами тактовой синхронизации* (УТС). Реализация УТС во многом зависит от способов формирования синхросигнала и его использования для синхронизации ГО оконечных станций. Для этого можно использовать:

1. Передачу сигнала тактовой синхронизации (или периодической последовательности импульсов, следующих с тактовой частотой) по специальной паре жил кабеля или по отдельному каналу. Очевидно, что этот способ неэкономичен и, кроме того, сопряжен со значительными трудностями точной коррекции фазовых соотношений с целью получения одинакового группового времени прохождения (ГВП) для частотных составляющих, несущих рабочую и хронизирующую информацию.

2. Выделение хронизирующего сигнала из группового ИКМ сигнала на станции приема. Возможность фильтрации или выделения тактовой частоты из группового ИКМ сигнала основана на том, что в спектре случайной однополярной последовательности импульсов (рис. 5.1,а), длительность которых τ_n меньше длительности периода их следования T , содержится регулярная (периодическая) составляющая – тактовая частота.

Действительно, случайную однополярную последовательность со скажностью $q = T/\tau_n = 2$ (рис. 5.1,а) можно представить в виде двух состав-

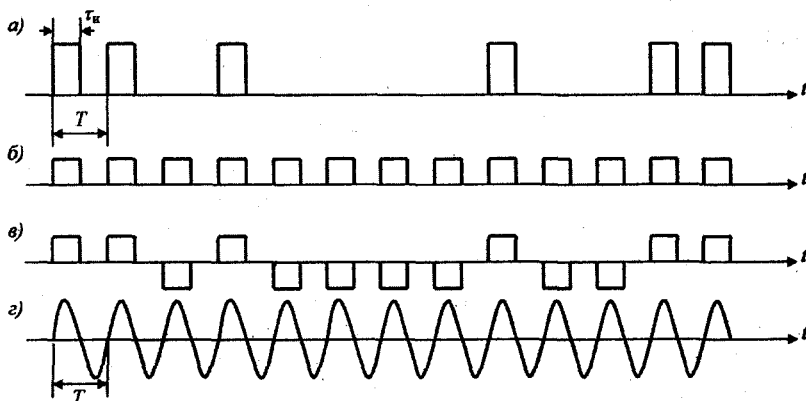


Рис. 5.1. Разложение случайной однополярной последовательности импульсов (а) на регулярную (б) и случайную (в) составляющие; г – выделенная регулярная составляющая – тактовая частота

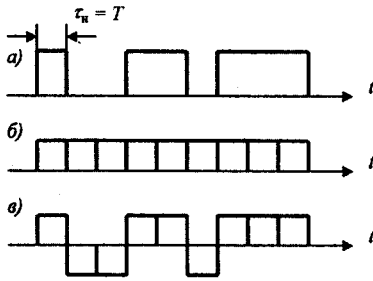


Рис. 5.2. Разделение последовательности импульсов «затянутых на тактовый интервал», на периодическую и случайную составляющие

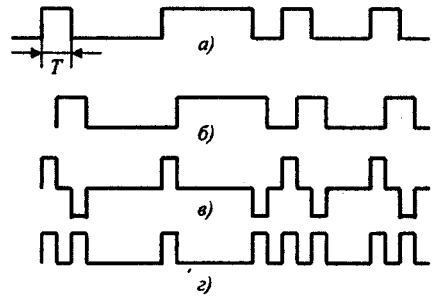


Рис. 5.3. Получение тактовой частоты из последовательности импульсов «затянутых на тактовый интервал»

ляющих: регулярной (рис. 5.1,б) и случайной (рис. 5.1,в). Причем в спектре регулярной составляющей содержится первая гармоника частоты следования импульсов $f_T = 1/T$, в спектре случайной, среднее значение амплитуды импульсов которой равно нулю, — тактовая частота и ее гармоники отсутствуют. Амплитуда импульсов регулярной составляющей равна среднему значению амплитуды импульсов однополярной последовательности, а частота следования совпадает с *тактовой частотой*. Часть УТС, обеспечивающая фильтрацию тактовой частоты, называется *выделителем тактовой частоты* (ВТЧ).

Если групповой ИКМ сигнал представляет случайную последовательность импульсов со скважностью $q = 1$ (рис. 5.2,а), так называемой последовательности импульсов, затянутых на тактовый интервал, то его энергетический спектр вообще не содержит дискретной части (тактовой частоты и ее гармоник) и, следовательно, выделение тактовой частоты составляет определенные трудности. Возможен вариант разделения этой последовательности на регулярную составляющую (рис. 5.2,б) и дискретную (рис. 5.2,в), путем преобразования исходной последовательности импульсов в двухполярную последовательность, из которой можно выделить тактовую частоту.

Для выделения тактовой частоты из однополярной последовательности импульсов с $q = 1$ можно использовать принцип выделения фронтов сигнала. С этой целью формируется вспомогательная последовательность (рис. 5.3,б), полученная из исходной последовательности (рис. 5.3,а) сдвигом на половину тактового интервала. Вычитание из исходной последовательности (рис. 5.3,а) последовательности (рис. 5.3,б) приводит к по-

лучению двухполярной последовательности (рис. 5.3,б) со скважностью $q = 2$ и тактовой частотой, равной, как следует из рисунка, тактовой частоте исходной последовательности. В результате выпрямления двухполярной последовательности (рис. 5.3,б) формируется однополярный сигнал с тактовой частотой, равной тактовой частоте случайной исходной последовательности импульсов, и скважностью, равной $q = 2$ (рис. 5.3,з). В спектре этой последовательности содержится дискретная составляющая с частотой f_T .

Один из вариантов структурной схемы УТС, состоящей из выделителя тактовой частоты и формирователя из нее синхросигнала, приведен на рис. 5.4.

Групповой ИКМ сигнал поступает на узкополосный фильтр тактовой частоты УПФТЧ, выделяющий из регулярной составляющей группового ИКМ сигнала тактовую частоту. В простейшем случае УПФТЧ представляет собой параллельный резонансный контур. Под воздействием импульсов ИКМ сигнала на выходе контура возникают затухающие гармонические колебания с тактовой частотой. Далее эти гармонические колебания усиливаются и ограничиваются по амплитуде в усилителе-ограничителе УО. На выходе УО имеем ограниченный по амплитуде (или клипированный) гармонический сигнал. После прохождения клипированного сигнала через дифференцирующую цепь ДЦ получаем двухполярную последовательность стробирующих импульсов, которая преобразуется в последовательность однополярных импульсов, следующих с тактовой частотой f_T . Далее эта последовательность поступает на формирователь периодической последовательности прямоугольных импульсов ФППИ, заданной амплитуды и следующих с тактовой частотой f_T . ФППИ, в простейшем случае, представляет собой ждущий мультивибратор, формирующий им-

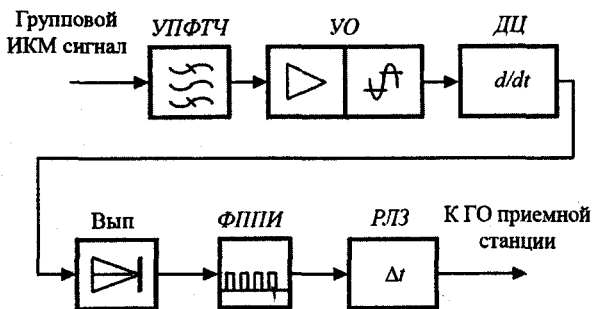


Рис. 5.4. Структурная схема устройства тактовой синхронизации

пульсы заданной формы, длительности и амплитуды, частота которых определяется частотой возбуждающего сигнала.

Для подстройки фаз тактовой частоты синхросигнала и тактовой частоты синхронизируемого ГО используется регулируемая линия задержки РЛЗ.

Рассмотренная схема УТС использует так называемый *резонансный метод выделения тактовой частоты*, достоинством которого является простота реализации и, как следствие, улучшение экономических показателей системы, что важно для систем передачи местных или зонавых первичных сетей. Недостатки УТС резонансного типа: быстрое пропадание тактовой частоты при перерывах связи (нет импульсов, возбуждающих резонансный контур – УПФТЧ) или при появлении в принимаемом групповом ИКМ сигнале длинных серий нулей; зависимость стабильности выделенной тактовой частоты (а следовательно, и точности фазирования) от длины серии нулей (характера кодовых комбинаций или структуры линейного цифрового сигнала) и стабильности параметров УПФТЧ, а также от скорости передачи группового ИКМ сигнала, ограниченной параметрами переходного процесса на выходе УПФТЧ. В основе построения рассмотренного УТС лежит так называемый *метод пассивной фильтрации*.

Более совершенным, но и более сложным, является УТС с использованием *фазовой автоматической подстройки частоты* (ФАПЧ) генераторов тактовой частоты приемного оборудования или УТС. Эти УТС получили большое распространение в ЦСП различного вида и различной иерархии благодаря своим достоинствам и простоте реализации на основе современной элементной базы. Устройства ФАПЧ могут быть с непосредственным воздействием на задающий генератор (ЗГ) тактовой частоты пункта приема и с воздействием на промежуточный преобразователь (ПП) тактовой последовательности импульсов.

Структурные схемы УТС с активной фильтрацией представлены на рис. 5.5.

В схеме с непосредственным воздействием на ЗГ (рис. 5.5,а) с выхода ВТЧ периодическая последовательность импульсов с частотой следования f_T поступает на один из входов фазового дискриминатора ФД, на второй вход которого поступает периодическая последовательность с частотой f_T от ЗГ приемной станции. Если сигналы f_T и совпадают по фазе, то управляющее напряжение на выходе ФД $U_{уп} = 0$ и ЗГ генерирует частоту f_T , которая и поступает далее на соответствующие устройства формирования ИКМ сигнала. Если частоты f_T не равны (расходятся по фазе), то управляющее напряжение на выходе ФД $U_{уп}$ не равно нулю, его значение и знак

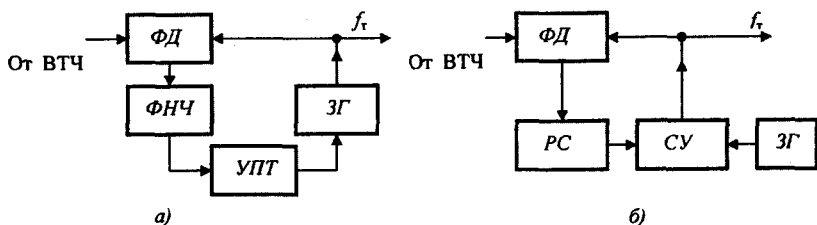


Рис. 5.5. Структурные схемы УТС с фазовой автоматической подстройкой частоты

зависят от разности фаз сигналов f_r . Так как напряжение $U_{уп}$ на выходе ФД имеет дискретный характер, непрерывное регулирование частоты ЗГ можно осуществить, пропуская напряжение $U_{уп}$ через интегратор — фильтр нижних частот ФНЧ, знак и амплитуда постоянной составляющей на выходе, которого определяется разностью фаз сигналов f_r . Далее этот сигнал усиливается усилителем постоянного тока УПТ и осуществляет подстройку частоты ЗГ под частоту f_r , поступающую от ВТЧ.

В схеме рис. 5.5,б тактовая частота ЗГ изменяется за счет изменения числа импульсов, поступающих на вход делителя частоты (ДЧ) через схему управления СУ. Управление осуществляется сигналом с выхода ФД, прошедшим через цифровой интегратор, выполненный на основе реверсивного счетчика РС. Один из вариантов построения устройства активной фильтрации (ФАПЧ) тактовой частоты с непосредственным воздействием на ЗГ приемной станции приведен на рис. 5.6. Схема работает следующим образом.

Последовательность входных импульсов от ВТЧ поступает на ФД, состоящий из двух триггеров D_1 , D_2 и соединенных с ними усилителей $Ус_1$ и $Ус_2$. На второй вход ФД поступают импульсы с выхода формирователя тактовых импульсов ФТИ генератора тактовой частоты (ГТЧ) приемной станции. При совпадении частот следования этих импульсных последовательностей интервал времени между их фронтами τ_{ϕ} равен четверти периода T_T . Фронтом импульсов ФТИ устанавливается триггер D_2 и сбрасывается триггер D_1 , фронтом импульсов от ВТЧ состояние триггеров меняется на противоположное. При этом на выходах триггеров формируются импульсы длительностью $T_T/4$. Поступая на входы $Ус_1$ и $Ус_2$, эти импульсы формируют на выходах усилителей одинаковые по величине и противоположно направленные напряжения. При этом входное напряжение $Ус_2$ заряжает конденсатор С, выполняющий роль интегратора (конденсатор С совместно с резистором R образуют RC фильтр нижних частот). Выходное напряжение $Ус_1$ разряжает конденсатор С.

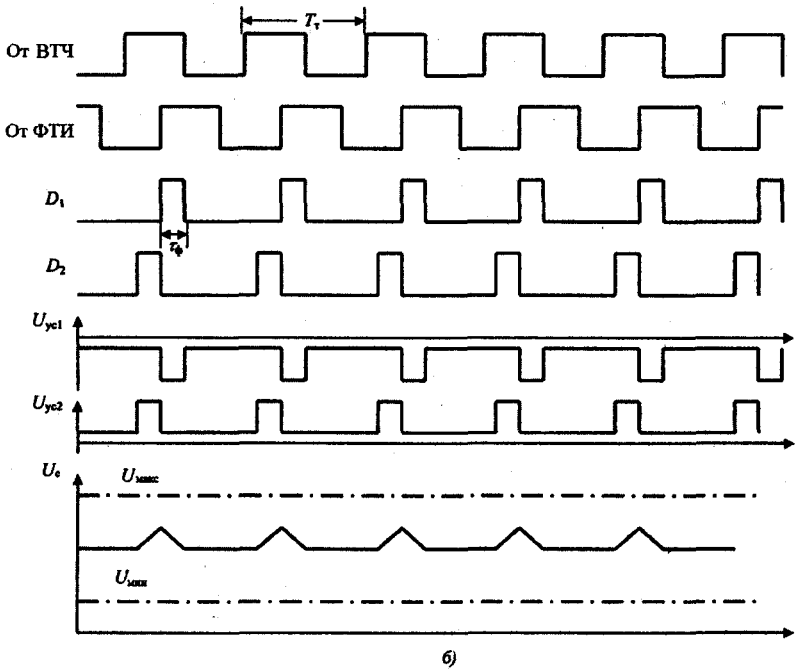
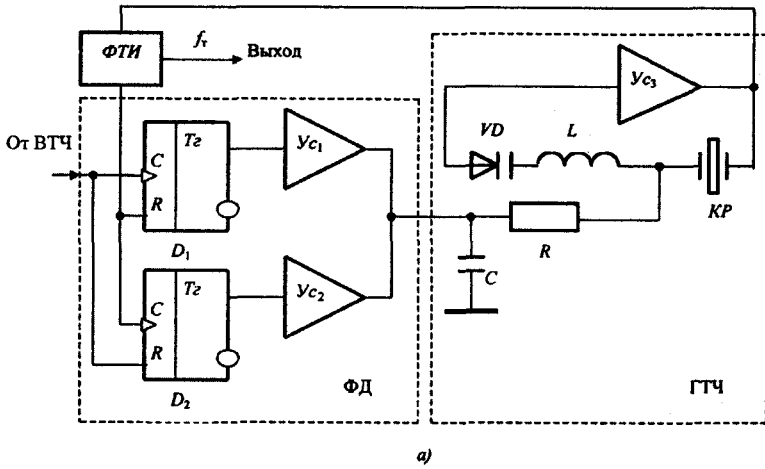


Рис. 5.6. Функциональная схема (а) и временные диаграммы (б) устройства активной фильтрации тактовой частоты

При совпадении частоты ГТЧ с тактовой интервалы времени заряда и разряда конденсатора одинаковы, при этом напряжение на конденсаторе сохраняется неизменным. Снимаемое с конденсатора напряжение обеспечивает смещение варикапа VD , устанавливая определенные значения его емкости и, следовательно, частоты ГТЧ.

Несовпадение частот следования импульсов от ВТЧ и импульсов от ФТИ вызывает изменение фазового сдвига между ними, что приводит к неравенству длительностей импульсов на выходах D_1 и D_2 . Напряжение на конденсаторе изменяется, изменяя емкость варикапа VD и частоту ГТЧ. Происходящие при этом в схеме процессы поясняются временными диаграммами (рис. 5.6,б).

5.3. Тактовая сетевая синхронизация

Фазовые дрожания

Под действием внешних помех, изменения параметров передачи среды распространения линейного цифрового сигнала, погрешностей функционирования системы тактовой синхронизации на приеме неизбежно возникают определенные нарушения временных соотношений в ИКМ сигнале и, в конечном итоге, в АИМ сигнале на выходе канального селектора. Эти нарушения называются фазовыми дрожаниями (ФД). Наличие ФД в принятом на приемном конце цифровом сигнале приводит к флуктуациям тактовой частоты, выделяемой в приемном оконечном оборудовании. При этом принятый после декодирования АИМ сигнал будет модулирован по временному положению импульсов отсчетов, т.е. будет иметь место паразитная фазо-импульсная модуляция (ФИМ), что может привести к взаимному влиянию между каналами и искажениям восстанавливаемого сигнала. Если исходный аналоговый сигнал описывается функцией $c(t)$, то при наличии ФД этот сигнал может быть представлен фазомодулированной последовательностью отсчетов в виде

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c(t)\delta[t - nT_d - \varepsilon_n(t)], \quad (5.1)$$

где T_d – номинальный период дискретизации; $\varepsilon_n(t)$ – временное отклонение отсчетов от их номинального положения.

Спектр этой последовательности определяется преобразованием Фурье членов суммы (5.1) и может быть записан в виде

$$Y(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{-j\omega n T_d} e^{-j\omega \varepsilon_n},$$

где C_n – амплитуда отсчетов, ε_n – временное отклонение n -го отсчета.

Полагая, что при граничной частоте ФНЧ, включенного на выходе канального селектора, произведение $\omega\varepsilon_n \ll 1$, когда $\exp(-j\omega\varepsilon_n) \cong 1 - j\omega\varepsilon_n$ для спектра $Y(\omega)$ получим

$$Y(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{-j\omega n T_n} - j\omega \sum_{n=-\infty}^{\infty} \varepsilon_n C_n e^{-j\omega n T_n}.$$

Первое слагаемое этого равенства определяет спектр дискретизированного аналогового сигнала, а выражение

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \varepsilon_n C_n e^{-j\omega n T_n}$$

– спектр произведения дискретизированных временных функций $\varepsilon(t)$ и $c(t)$. Последнее выражение может быть определено сверткой спектров фазовых дрожаний $E(\omega)$ и аналогового сигнала $C(\Omega)$. Таким образом, для спектра на выходе ФНЧ канального селектора получим

$$Y(\omega) = K(\Omega) \left[C(\Omega) - j\omega \int_{-\infty}^{\infty} E(\omega) C(\Omega - \omega) d\omega \right],$$

$K(\Omega)$ – коэффициент передачи ФНЧ.

Как видно, при наличии фазовых дрожаний наряду с неискаженным спектром исходного сигнала $C(\Omega)$ на выходе ФНЧ появляется спектр, определяемый дифференцированной сверткой спектров сигнала и ФД. Эта часть спектра определяет шум и искажения, обусловленные ФД символов цифрового сигнала. При более строгом расчете помех за счет ФД нужно учитывать спектральную плотность и функцию корреляции ФД группового ИКМ сигнала. Зная спектральную плотность помех на выходе ФНЧ, обусловленных ФД, можно определить защищенность от этих помех при известной среднеквадратической величине ФД либо определить требования к допустимым ФД при заданных требованиях к защищенности от указанных помех. Расчеты показывают, что в ЦСП ИКМ-ВРК при защищенности от помех, вызванных ФД, не менее 40 дБ, эффективное значение флуктуаций отсчетов сигнала на выходе канального селектора тракта приема не должно превышать 810 нс. Эта величина соответствует, например, семи тактовым интервалам цифрового потока Е2.

При передаче по трактам ЦСП ИКМ-ВРК группового многоканального сигнала систем передачи с частотным разделением каналов при допустимой мощности переходных помех 250 пВт и защищенности канала то-

нальной частоты не хуже 30 дБ допустимая величина ФД не должна превышать 0,3...4 нс в зависимости от ширины спектра флуктуаций. Эти величины составляют доли тактового интервала даже для высокоскоростной ЦСП. Поэтому для выполнения требований к допустимой величине временных флуктуаций на выходе тракта предусматривают включение подавителей ФД.

При передаче сигналов телевидения из-за временных флуктуаций возникают размытости отдельных элементов яркости на экране, деформации разных переходов. При передаче цветных программ, кроме того, возникает изменение фазы цветовых поднесущих, что приводит к искажениям оттенков цвета отдельных участков изображения, а также увеличивается влияние сигналов цветности на сигнал яркости. При нормальном законе распределения фазовых дрожаний и ширине их спектра до 0,6 МГц среднеквадратическое значение флуктуаций отсчетов не должно превышать 0,5 нс. Столь малая величина допустимых ФД в системе цветного телевидения делает обязательным использование в трактах передачи подавителей фазовых дрожаний.

Проскальзывания

Цифровая сеть, в которой передача и коммутация информации производятся с использованием основных цифровых каналов (ОЦК) со скоростью 64 кбит/с и трактов с более высокими скоростями, не может нормально функционировать без применения сетевой синхронизации. Все операции по обработке сигналов в ЦСП и цифровых системах коммутации (ЦСК) должны выполняться синхронно и в строгой последовательности. Этим обеспечивается высокое качество обработки цифровых сигналов и их коммутация в соответствии с принципами работы аппаратуры. На каждой цифровой коммутационной станции (ЦКС) скорость обработки сигналов задается одним станционным генератором (СГ).

Для выравнивания скоростей передачи и скоростей коммутации на стыках ЦСП и ЦКС включаются устройства буферной памяти (БП) так, что запись входной информации происходит на скорости поступающего цифрового сигнала, а считывание – на скорости местного генератора (рис. 5.7). Блок БП предназначен для удаления фазовых дрожаний тактовой частоты, обусловленных ЦСП. В ЦКС-1 запись информации в БП производится с помощью восстановленной из цифрового сигнала ЦСП тактовой частоты $f_{т1}$, а считывание осуществляется с частотой станционного (местного) генератора СГ-1 $f_{сг1}$. Если среднее значение тактовой частоты $f_{т1}$ отличается от тактовой частоты $f_{сг1}$, то блок БП постепенно опустошается или переполняется в зависимости от того, какая из частот больше. Если $f_{т1}$

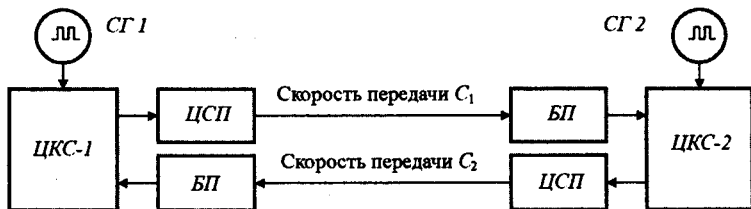


Рис. 5.7. Схема связи между цифровыми коммутационными станциями

больше $f_{сг1}$, то БП коммутационной станции переполняется, что приводит к потере цифрового сигнала. Если наоборот, то БП опустошается, что заставляет вносить посторонний цифровой сигнал в цифровой поток, вводимый в ЦКС. Обычно посторонний цифровой сигнал представляет собой повторение одного или большего числа бит цифрового сигнала, уже введенных в ЦКС.

Исключение или повторение в цифровом сигнале одного или нескольких бит, происходящее вследствие различия в скоростях записи и считывания БП, называются *проскальзываниями*. Проскальзывания подразделяются на управляемые и неуправляемые.

Неуправляемые проскальзывания представляют необратимые потери или повторения блока позиций цифрового сигнала, которые происходят за счет нарушения процессов тактовой синхронизации, связанных с передачей и коммутацией цифровых сигналов, когда как величина, так и моменты потери или повторения позиций в цифровом сигнале *не управляются*. Неуправляемые проскальзывания приводят к весьма существенному ухудшению работы цифровой сети. Проскальзывания наносят наибольший вред, если они приводят к потере циклового синхронизма. С другой стороны, изменение структуры кодовых комбинаций, обусловленное потерей или повторением бит, вызывает сбой работы устройств обработки сигналов управления и взаимодействия (СУВ), что приводит к повторным наборам номеров вызываемых абонентов и влиянию на общий трафик цифровой сети.

Управляемые проскальзывания представляют необратимые потери или повторения блока позиций цифрового сигнала, когда как величина, так и моменты потери или повторения позиций в цифровом сигнале *управляются* таким образом, чтобы дать возможность данному сигналу согласовать свою скорость с другой скоростью, отличающейся от его собственной. Общий подход к организации управляемых проскальзываний состоит в том, чтобы обеспечить их появление только в форме повторения или удаления *целого цикла*. Образование управляемых проскальзываний

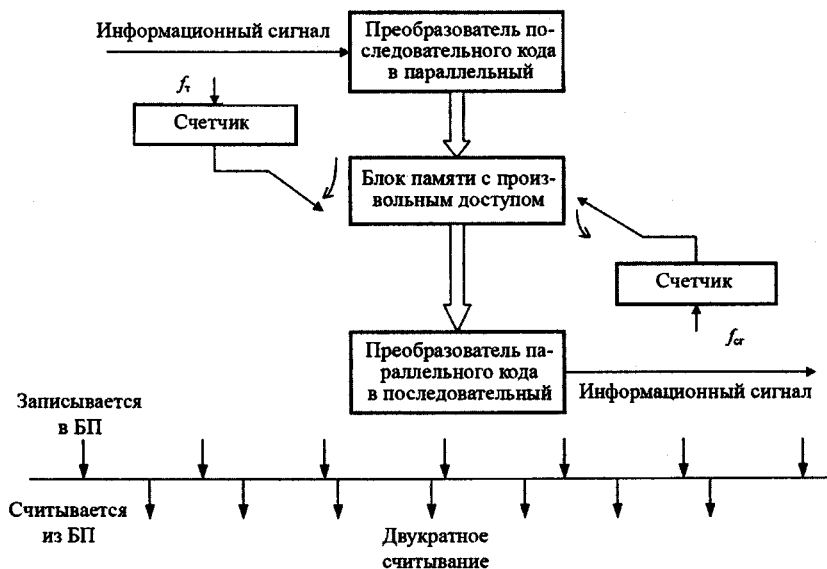


Рис. 5.8. Работа блока БП объемом в один цикл

в виде целых циклов можно обеспечить, если использовать буферную память объемом не менее одного цикла. При проскальзывании уровень заполнения БП фактически увеличивается или уменьшается на целый цикл. Необходимый эффект легче получить, не производя фактических удалений и вставок циклов информации, а используя *указатели индексирующего адреса* в памяти с произвольным доступом. Такая система показана на рис. 5.8.

В буферную память последовательно записывается информация со входа по адресам памяти, соответствующим отдельным каналам при временном группообразовании. Считывая информацию по тем же адресам в той же последовательности, можно получить на выходе цифровые сигналы отдельных каналов. В идеальном случае, когда нет сдвига между тактовыми частотами станционных (задающих) генераторов, моменты считывания для каждого из каналов расположены посредине между моментами записи соответствующих каналов. Тогда буферная память способна поглотить изменения задержки в передаче, равные времени передачи цикла.

На диаграмме согласования (рис. 5.8) изображен с преувеличением сдвиг частот записи и считывания, когда тактовая частота коммутацион-

ной станции f_{cr} больше тактовой частоты входного сигнала f_t . Как показано на рисунке, моменты считывания постепенно догоняют моменты записи до тех пор, пока не произойдет двукратное считывание. В этот момент информация, считываемая для каждого из каналов, представляет собой информацию, считанную для предыдущего исходящего цикла. Хотя на рисунке показаны моменты записи и считывания только одного канала, то же соотношение справедливо и для соответствующих моментов во всех остальных каналах. Таким образом, проскальзывание наступает во всех каналах одновременно. Если f_t больше f_{cr} , то проскальзывание происходит, когда двукратная запись во всех каналах приводит к тому, что информация в предыдущем из пришедших циклов теряется.

Буферная память (рис. 5.8) сочетает в себе две функции: собственно БП и временной коммутации. Когда эти две функции объединяются, проскальзывания в общем случае могут случиться в разных каналах в разные моменты времени. Несмотря на это, в индивидуальных каналах поддерживается правильное положение символов в цикле, поскольку сигнал каждого из каналов проходит через устройство входной памяти под управлением именно ему присвоенного адреса в памяти.

Нормирование проскальзываний

Если разница между значениями тактовой частоты информационного сигнала на входе коммутационной станции и на выходе БП составляет $\Delta f = f_t - f_{cr}$, то время между проскальзываниями равно

$$\Delta T = k / \Delta f, \quad (5.2)$$

где k – число битов, которые изымаются или повторяются при проскальзывании.

Обычно проскальзывание охватывает целый цикл цифрового сигнала, и в этом случае частота проскальзываний определяется разностью частот повторения циклов на входе и выходе БП.

Поскольку управление проскальзываниями производится так, что они не нарушают процесса синхронизации в ЦСП более высокого порядка, единственным их результатом является редкое выпадение или повторение информации в подверженных их воздействию каналах временного группообразования. Эффект проскальзывания в речевом сигнале, преобразованном в цифровую форму, состоит в слышимых щелчках. Теоретически доказано и экспериментально получено, что в ИКМ речевом сигнале слышимый щелчок возникает только в одном проскальзывании из 25. Если предположить, что приемлемым является интервал между слышимыми

щелчками, обусловленными проскальзываниями, равный 5 мин, то приемлемая частота проскальзываний для речи равна 300 в час. При частоте повторения циклов, равной 8 кГц, 300 проскальзываний в час происходят, когда тактовые частоты отличаются на величину $300 / 8000 \cdot 3600 \approx 10^{-5}$, что соответствует легко достижимой точности.

Обмен засекреченной информацией (речь или данные) более чувствителен к проскальзываниям, поскольку процесс засекречивания обычно опирается на синхронность по битам скремблеров и дескремблеров. Когда число бит изменяется за счет выпадения или вставки бит в каком-либо канальном интервале, скремблеры и дескремблеры становятся несинхронизированными. В лучшем случае процесс рассекречивания приводит к слышимости каждого проскальзывания. В худшем случае, до тех пор пока синхронизм не восстановится, речь или данные остаются неразборчивыми.

Проскальзывания отражаются на качестве передачи факсимильных сигналов и телевидения в форме замораживания строк или даже целого кадра изображения. Частота проскальзываний $N_{\text{пр}}$ в зависимости от разницы частот синхронизации может быть получена по формуле

$$N_{\text{пр}} = 6,9 \times 10^{-8} (\Delta f / f_n),$$

где f_n – номинальная частота синхронизации; $\Delta f / f_n$ – точность синхронизации.

Из формулы легко получить, что при точности синхронизации двух ЗГ сети, равной 10^{-8} , число проскальзываний будет равно 6,9 за сутки. При взаимодействии в так называемом псевдосинхронном режиме (о чем будет сказано ниже) двух автономных ЗГ, каждый из которых имеет точность установки частоты не хуже $\pm 10^{-11}$ ($\Delta f = 2 \times 10^{-11}$), одно проскальзывание возникает в среднем за 71 день.

Требования к частоте проскальзываний при соединении абонент–абонент по ОЦК нормируется согласно Рекомендации МСЭ-T G. 822 с помощью цифрового условного эталонного соединения двух национальных сетей через несколько международных транзитов, которое насчитывает в общей сложности 13 узлов и станций. Согласно этой рекомендации в таком соединении допускается:

- а) не более 5 проскальзываний за 24 ч в течение 98,9% времени работы;
- б) не более 30 проскальзываний за 1 ч в течение 1% времени работы;
- в) более 30 проскальзываний за 1 ч в течение 0,1% времени работы.

При этом считается, что общее время работы должно составлять не менее года и категория качества а) соответствует случаю нормальной работы эталонной цепи. Категории б) и в) соответствуют пониженному

и неудовлетворительному качеству функционирования системы тактовой синхронизации.

П р и м е р. Определить требования к относительной нестабильности двух независимых задающих (станционных) генераторов (ЗГ), чтобы выполнялась норма на частоту проскальзывания, равная 5 проскальзываниям за 24 ч для эталонной цепи ОЦК, содержащей 13 транзитных узлов.

Р е ш е н и е. Норма на частоту проскальзываний означает, что частота повторения циклов, формируемая одним ЗГ, может отличаться от частоты повторения циклов, формируемых другим ЗГ, не более чем на $\Delta F = 5 / 24 \cdot 60 \cdot 60 = 5,8 \cdot 10^{-5}$ проскальзываний/с.

Поскольку в секунду передается 8000 циклов, что соответствует частоте дискретизации F_d , то относительная нестабильность будет равна $\delta f = \Delta F / F_d = 5,8 \cdot 10^{-5} / 8000 = 0,725 \cdot 10^{-8}$. Следовательно, точность установки частоты ЗГ должно быть не хуже 10^{-8} . Но эталонная цепь содержит 13 узлов или станций транзита, что соответствует каскадному включению 26 генераторов. Если теперь, полученную норму отнести к отдельному генератору эталонной цепи, и учитывая, что их нестабильность оценивается среднеквадратическим значением, то получим, что нестабильность отдельного генератора должна быть не хуже $\delta f_{1г} = \delta f / \sqrt{N}$, где N – число независимых ЗГ соответствующей цепи. Для нашего примера $N = 26$ и поэтому $\delta f_{1г} = 0,725 \cdot 10^{-8} / 5,1 \approx 1,4 \cdot 10^{-9}$. Для передачи речевых сигналов это вполне допустимая величина, но с учетом передачи данных и сигналов управления и взаимодействия эта величина должна быть значительно меньше.

Рекомендацией МСЭ-Т G.803 (Рек. G.803) определены четыре режима работы сети тактовой синхронизации: синхронный, псевдосинхронный, плезихронный и асинхронный.

Синхронный режим является нормальным режимом работы цифровой сети, при котором проскальзывания носят случайный характер (в идеальном случае проскальзывания отсутствуют). Это режим обычно используется в пределах регионов синхронизации (о чем будет сказано ниже), границы которых обычно совпадают с границами национальных сетей небольших государств. Цифровая сеть России имеет несколько регионов синхронизации.

Псевдосинхронный режим имеет место, когда на цифровой сети независимо друг от друга работают два (или несколько) генераторов, точность установки частоты которых не ниже $1 \cdot 10^{-11}$ согласно Рек. G.811. В этом режиме допускается не более одного проскальзывания за 70 суток.

Плезихронный режим работы возникает на цифровой сети, когда генератор ведомого узла полностью теряет возможность внешней принуди-

тельной синхронизации вследствие отказов как основного, так и всех резервных путей синхронизации. В этом случае генератор переходит так называемый *режим удержания*, при котором запоминается частота сети принудительной синхронизации.

Далее по мере ухода частоты вследствие дрейфа от величины, зафиксированной в начальный момент в памяти, генератор переходит в так называемый свободный режим. При этом длительность работы в режиме удержания, в отличие от псевдосинхронного режима, должна быть жестко ограничена во времени. В плезиохронном режиме точность установки частоты должна быть не хуже $1 \cdot 10^{-9}$ и допускается не более одного проскальзывания за 17 ч.

Асинхронный режим характеризуется большим расхождением частот задающих генераторов при точности установки не хуже $1 \cdot 10^{-5}$ и допускается не более одного проскальзывания за 7 с.

Основными видами аппаратуры цифровых сетей, подлежащими синхронизации, являются цифровые телефонные станции, системы передачи PDH, аппаратура цифровых кроссовых переключений и мультиплексоры, формирующие цифровые потоки со скоростью 2048 кбит/с (поток E1), сетевые элементы SDH. Для синхронизации этой аппаратуры могут использоваться как собственные входные сигналы 2048 кбит/с, так и сигналы синхронизации, получаемые на данном узле (сетевой станции) в виде гармонического колебания 2048 кГц.

В связи с широким внедрением технологии синхронной цифровой иерархии SDH тактовая сетевая синхронизация (ТСС) также строится по иерархическому принципу, в соответствии с которым ТСС должна содержать четыре уровня:

- первичный стандарт или первичный эталонный генератор (ПЭГ);
- вторичные (или ведомые) задающие генераторы (ВЗГ) сетевых узлов (транзитных узлов);
- задающие генераторы сетевых станций (местных узлов);
- задающие генераторы цифровой аппаратуры.

Каждый уровень системы синхронизации, начиная со второго, должен *принудительно* синхронизироваться от верхнего по принципу ведущий-ведомый.

Характеристики первичного стандарта или ПЭГ должны отвечать следующим требованиям:

- формирование эталонных тактовых последовательностей с частотой следования 2048 кГц, с относительной погрешностью частоты не более $1 \cdot 10^{-11}$;

– генерировать сигналы синхронизации полностью автономно от других источников эталонных сигналов или может управляться от стандартных эталонных источников частоты и времени;

– должен иметь возможность работать в синхронном режиме с внешними сигналами, но при этом управляющие воздействия не должны вызывать даже кратковременных отклонений от частоты, превышающих максимально допустимую ошибку временного интервала;

– должен быть высоконадежным и, соответственно, включать в свой состав резервное оборудование с целью обеспечения непрерывности выходного сигнала. Любое нарушение непрерывности фазы, вызванное внутренними операциями, проводимыми в генераторе, должно приводить лишь к удлинению или укорочению тактового интервала потока Е1 на величину, меньшую 1/8 тактового интервала (т. е. не более 61 нс);

– для достижения высокой надежности ПЭГ требуется такая избыточность, чтобы можно было определить возникающие отклонения частоты выше допустимых пределов и произвести переключение на исправный генератор, не допуская при этом превышения допустимых значений ошибки временного интервала;

– должен иметь не менее 16 выходов тактовой частоты 2048 кГц;

– должны обеспечиваться дистанционный контроль и управление.

В качестве ПЭГ, удовлетворяющих вышеприведенным требованиям, используются атомные генераторы, а именно: *цезиевые* ПЭГ, обладающие высокой долгосрочной стабильностью, и *рубидиевые* ПЭГ, обладающие несколько меньшей долгосрочной стабильностью, чем цезиевые ПЭГ, но более экономичные.

Характеристики ВЗГ должны отвечать следующим требованиям:

– должны выполнять функции аппаратуры синхронизации второго уровня иерархии;

– должны формировать тактовые последовательности с частотой 2048 кГц для синхронизации различного оборудования, установленного на станции (или сетевом узле); формируемые в ВЗГ выходные последовательности тактовой частоты должны управляться внешним синхронизирующим сигналом, не производя при этом фазовых дрожаний, существующих в последнем, и иметь при этом не менее 16 выходов;

– ВЗГ должен допускать кратковременную автономную работу в режиме запоминания частоты синхросигнала; точность запоминания при этом должна быть не хуже $5 \cdot 10^{-10}$, а суточный дрейф частоты не должен превышать $1 \cdot 10^{-9}$;

– синхросигнал на ВЗГ может поступать в составе информационного

сигнала потока Е1 или в виде гармонического эталонного сигнала 5 или 10 МГц;

– при проведении на ВЗГ внутренних работ по переоборудованию не должна нарушаться непрерывность фазы выходного сигнала: на временном интервале до 8 периодов тактовой частоты скачок фазы не должен превышать $1/64$ периода, т. е. 7,6 нс, а на интервале до 2 с – $1/8$ тактового интервала, или 61 нс;

– фазовые дрожания выходного сигнала должны быть минимальными и не превышать долей наносекунды;

– полоса захвата и удержания ВЗГ должна быть менее чем $2 \cdot 10^{-8}$ от номинальной частоты ВЗГ;

– ВЗГ должен взаимодействовать с сетью обслуживания, обеспечивающей дистанционный контроль и управление.

В качестве ВЗГ, как правило, используются кварцевые генераторы, которые обеспечивают достаточно высокую краткосрочную стабильность и являются достаточно надежными, простыми и экономичными.

Принципы построения системы тактовой сетевой синхронизации

Сеть ТСС является единой для всех цифровых сетей, входящих в Взаимоуязванную сеть связи Российской Федерации (ВСС РФ).

Система синхронизации должна обеспечивать синхронную передачу по цифровой сети сигналов первичного цифрового потока Е1 и, следовательно, всех компонентных сигналов с более низкими скоростями передачи. Для этого на каждой станции или узле должны синхронизироваться цифровые устройства коммутации телефонных каналов, аппаратуры кроссовых соединений, каналообразующая аппаратура PDH и мультиплексоры SDH.

В качестве переносчиков синхронной информации в аппаратуре SDH используются линейные сигналы синхронных транспортных модулей соответствующего уровня, не подверженных согласованию указателей, а в системах PDH – сигналы первичного цифрового потока Е1.

Цифровая сеть ВСС РФ разбивается по синхронизации на регионы, в пределах которых синхронная работа организуется по принципу иерархической *принудительной* синхронизации. Регионы между собой должны работать в псевдосинхронном режиме, т. е. точность установки частоты ПЭГ должна быть выше 10^{-11} . В каждом регионе тактовая синхронизация должна происходить от ПЭГ или непосредственно, или с помощью ВЗГ, управляемых от ПЭГ.

Разбиение территории России на регионы по синхронизации осуществляется исходя из следующих положений:

– регион синхронизации по возможности должен совпадать с регионом управления сети ВСС РФ;

– каждый регион в перспективе должен иметь разветвленную цифровую сеть и взаимодействовать с другими регионами по нескольким магистральным линиям передачи;

– регион должен иметь определенный центр, который поддерживает прямые связи с основными узлами данного региона;

– в качестве центра региона целесообразно выбирать или узел автоматической коммутации (УАК) или международный центр коммутации (МЦК). В условиях разделения цифровой сети на первичную и вторичную, устанавливаемый в центре региона ПЭГ является принадлежностью первичной сети:

– в пределах одного региона на магистральной и внутризональной сетях должно быть более 3...4 последовательно подключенных узлов переприема сигналов синхронизации с помощью аппаратуры синхронизации 2-го уровня иерархии.

В настоящее время на цифровой сети России создано пять регионов синхронизации: Московский, С-Петербургский, Ростовский, Новосибирский, Хабаровский. Возможно, в процессе развития цифровых сетей возникнет необходимость создания Самарского, Екатеринбургского и Иркутского регионов.

В каждом регионе устанавливается свой ПЭГ, от которого синхронизируются, непосредственно или через промежуточные пункты, все входящие в цифровую сеть узлы и станции, расположенные на территории данного региона. При этом каждый регион может самостоятельно и полноценно работать в псевдосинхронном режиме с международной (глобальной) цифровой сетью. Точно также обеспечивается псевдосинхронное взаимодействие регионов между собой.

Количество последовательно включаемых ВЗГ в цепочке от ПЭГ до последней станции местной сети ограничено и не может превышать 10. Синхронизация от ПЭГ и ВЗГ передается во все направления, в которые поступают первичные цифровые потоки E1 по каналам и трактам PDH, и на все узлы и станции, связанные с данными ПЭГ или ВЗГ по системам SDH.

В качестве ВЗГ узлов коммутации и коммутационных станций используются блоки системы синхронизации (БСС) соответствующего уровня. Генераторы сетевых элементов (ГСЭ) SDH синхронизируются от ПЭГ, ВЗГ или от предыдущего ГСЭ, включенного в цепь синхронизации.

Для синхронизации всего оборудования, установленного на узле или станции, должен использоваться один источник синхросигнала (последо-

вательный пере прием синхросигналов недопустим). Схема соединений должна иметь вид звезды с расходящимися лучами.

Схема синхронизации в регионе должна иметь *древовидную* топологию без замкнутых колец. Разветвление происходит в каждом узле, где установлен ВЗГ. К каждому ВЗГ синхросигналы должны поступать как минимум по двум пространственно разнесенным направлениям. Переключение на резервное направление приема синхросигнала не должно создавать замкнутых петель.

В системе ТСС соблюдается определенная иерархия в распространении синхросигнала: от ПЭГ синхронизируется в основном магистральная сеть, от магистральной сети синхронизируются внутризоновые, а от последних или магистральной – местные сети.

Для обеспечения живучести сети ТСС должны быть предусмотрены резервные пути передачи синхросигналов, в том числе и от ПЭГ соседних регионов.

Схема обеспечения сигналами синхронизации сетевого элемента (СЭ) аппаратуры SDH (синхронный мультиплексор, регенератор, аппаратура оперативного переключения и др.) приведена на рис. 5.9.

Как следует из рис. 5.9, каждый СЭ имеет несколько источников синхросигнала: T1 – синхросигнал от STM-N; T2 – синхросигнал от компонен-

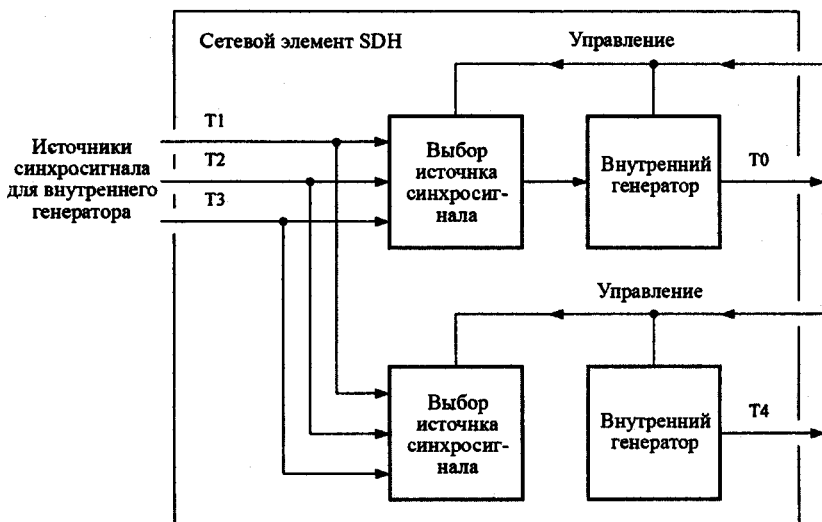


Рис. 5.9. Входы и выходы синхросигнала в сетевом элементе SDH

тного потока E1, представляющий периодическую последовательность импульсов, следующих со скоростью 2048 кбит/с; T3 – синхросигнал от входа внешней синхронизации 2048 кбит/с или 2048 кГц (или только 2048 кГц для СЭ новых версий). Выбор того или иного синхросигнала осуществляется путем управления блоком «Выбор источника синхронизации». Кроме входов сигналов синхронизации T1, T2, T3, СЭ имеет и выходы внешней синхронизации T0 и T4 для другого оборудования. На эти выходы подаются сигналы 2048 кбит/с или 2048 кГц.

Принципы выбора источника синхронизации для самого СЭ и источника внешней синхронизации изложены ниже.

Каждому из указанных сигналов в СЭ назначается соответствующий уровень *качества и приоритет*, что служит основой для организации выбора текущего синхросигнала, а также для переключения на следующий по порядку источник синхросигнала при неисправности текущего. При таком переключении выбирается сигнал более высокого качества, и лишь при одинаковом качестве учитывается приоритет. Уровни качества строго регламентированы соответствующими рекомендациями МСЭ-Т и это отражается в заголовке мультиплексной секции (MSOH) STM байтами S1(2). Таким образом, сообщение о статусе синхронизации позволяет задать качество сигнала STM-N независимо от уровня качества входных синхросигналов СЭ, что важно при возникновении неисправностей и реконфигурации путей доставки сигналов синхронизации. Введение этого сообщения позволяет организовать выбор текущих синхросигналов в СЭ таким образом, чтобы избежать образования так называемых петель тактовой синхронизации (рис. 5.10), которые характеризуются тем, что СЭ синхронизируется от сигнала, полученного с выхода этого же СЭ.

Сообщение о статусе синхронизации (Synchronization Status Message – SSM) вводится и в сигнал 2048 кбит/с, причем это сообщение может формироваться и обрабатываться в последних версиях ВЗГ или выделенного оборудования синхронизации (Stand Alone Synchronization Equipment – SASE).

Обобщенная схема передачи синхросигнала ТСС приведена на рис. 5.10. Здесь показан основной путь сигнала ТСС, доставленного к СЭ SDH кольцевой и цепочечной структур от ПЭГ, состоящего из основного и резервного стандартов частоты и блока формирования синхросигналов (Synchronization Supply Unit – SSU) или оборудования SASE.

Качественное функционирование сети ТСС требует соответствующей системы управления (СУ ТСС). Основными функциями СУ ТСС являются:

1. *Управление качеством* формирования и передачи сигналов ТСС предполагает сбор и обработку результатов контроля и измерений максималь-

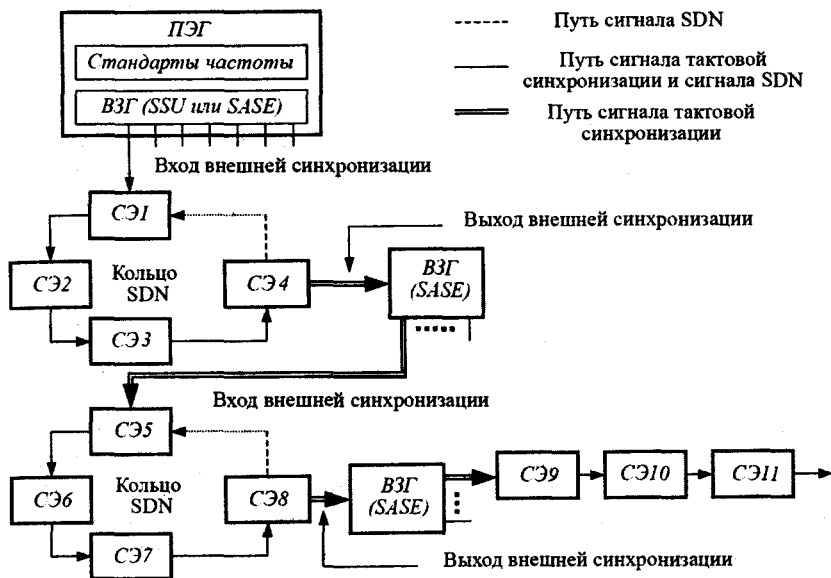


Рис. 5.10. Передача сигнала синхронизации от ПЭГ к СЭ SDN

ной относительной ошибки временного интервала (МОВИ), под которым понимается максимальный размах изменения *времени запаздывания* синхросигнала, определяемый между двумя пиковыми отклонениями идеального синхросигнала в течение определенного времени S , т. е.

$$\text{МОВИ}(S) = \max x(t) - \min x(t)$$

для всех t в пределах наблюдения S , девиации временного интервала и девиации частоты для сигналов ТСС и сравнения этих результатов с нормами. Результаты измерений передаются дистанционно на персональный компьютер (рабочую станцию – РС) для анализа, показа на экране дисплея и хранения в хронологическом порядке. Получение данных о функционировании ТСС на рабочей станции может быть как периодическим, так и разовым по запросу оператора.

2. *Управление обработкой* неисправностей в ТСС, под которой понимается сбор и обработка данных о состоянии ПЭГ/ВЗГ/SASE, генерация сигналов аварийных сообщений и сообщений о событиях. При этом попытка устранения неисправности делается на возможно более низком уровне. Например, переключение на резервный стандарт ПЭГ делается на микропроцессоре самого ПЭГ, и лишь информация об этом передается на

центральную РС СУ ТСС. Вся подобная информация обрабатывается через систему приоритетов (выделение первичных неисправностей из их общего числа и т. п.) с целью представления оператору для принятия решения.

3. *Управление конфигурацией* ТСС заключается в дистанционном и местном управлении конфигурационными параметрами (топологией сети) каждого ПЭГ/ВЗГ/SASE. При этом СУ ТСС обнаруживает несоответствие между конфигурационными параметрами, хранящимися в базе данных РС, и реальными параметрами ПЭГ/ВЗГ/SASE. Также предусмотрена возможность дистанционной загрузки с центральной РС внутреннего программного обеспечения ПЭГ/ВЗГ/SASE.

4. *Управление безопасностью* сети ТСС подразумевает защиту от несанкционированного доступа с помощью паролей, а также ограничение выполняемых определенным оператором функций в зависимости от присвоенного ему уровня. Операторы нижних уровней должны иметь доступ только к функциям контроля информации, а операторы более высоких уровней помимо указанных функций должны иметь доступ и к функции изменения конфигурации сети ТСС. Оператор высшего уровня должен иметь доступ ко всем функциям СУ ТСС.

5.4. Общие принципы построения цикловой синхронизации

5.4.1. Отличительные признаки циклового синхросигнала

Система цикловой синхронизации (СЦС) предназначена для восстановления и удержания состояния циклового синхронизма между передающей и приемной станциями ЦСП, что обеспечивает правильное распределение групповых АИМ сигналов по отдельным каналам, а также синхронную работу передающего и приемного оборудования временного группообразования. Выше было отмечено, что цикловая синхронизация осуществляется с помощью циклового синхросигнала (ЦСС), вводимого в соответствующие цифровые потоки: E1...E4 или STM-N.

В самом общем виде канал цикловой синхронизации представляет совокупность следующих основных блоков (рис. 5.11): формирователь синхросигнала (ФСС), формирующий определенную структуру синхросигнала; передатчик синхросигнала (Пер СС), обеспечивающий ввод синхросигнала в структуру соответствующего цифрового потока; приемник синхросигнала (Прм СС), выделяющий синхросигнал из цифрового сигнала соответствующего потока; блок управления цикловой синхронизацией (БУЦС), обеспечивающий управление процессами цикловой синхронизации.

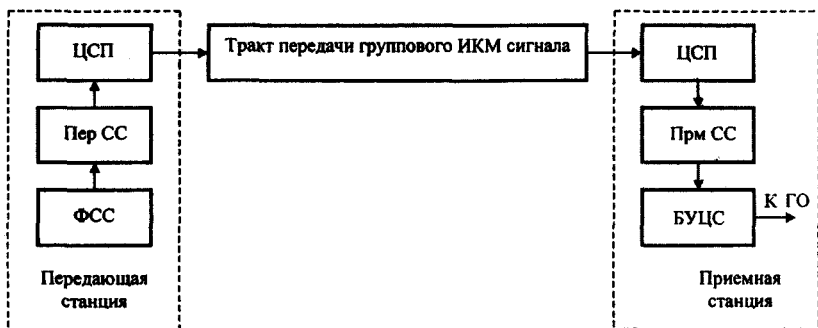


Рис. 5.11. Канал цикловой синхронизации

ции, а именно поиск и поддержание синхронизма, защиту от ложного синхронизма.

Выбор способа синхронизации – достаточно сложная техническая задача, от решения которой зависит выполнение требований по быстродействию, надежности и экономичности СЦС. Это обстоятельство привело к разработке большого числа способов синхронизации, отличающихся друг от друга как принципами действия, так и объемом оборудования.

Прежде чем перейти к классификации и анализу конкретных способов цикловой синхронизации приемных станций ЦСП с ИКМ-ВРК, рассмотрим основные отличительные признаки синхросигнала и способов его ввода в групповой ИКМ сигнал. Синхросигнал, определяющий начало каждого цикла, формируется на передающей станции и вместе с информационными сигналами передается по соответствующим трактам ЦСП (рис. 5.11). Для выделения синхросигнала на приемной станции его необходимо отличить от информационного сигнала.

Первым отличительным признаком синхросигнала является его периодичность и постоянное место в временном спектре соответствующего цифрового потока. Эти свойства синхросигнала используются при построении приемника синхросигнала Прм СС (рис. 5.11). Очевидно, что групповой ИКМ поток в силу случайного характера первичных сигналов своей периодичности не обладает.

Синхросигнал различают *по числу символов или разрядов* (многоурядные и одноурядные), *по структуре* (характеру чередования импульсов и пробелов) и *по распределению* символов в цикле передачи (сосредоточенные и рассредоточенные). В частном случае в качестве синхросигнала может быть использована периодическая последовательность, состоящая из одиночных или чередующихся импульсов (единиц) и пробелов (нулей).

Классификация типов синхросигнала представлена на рис. 5.12.

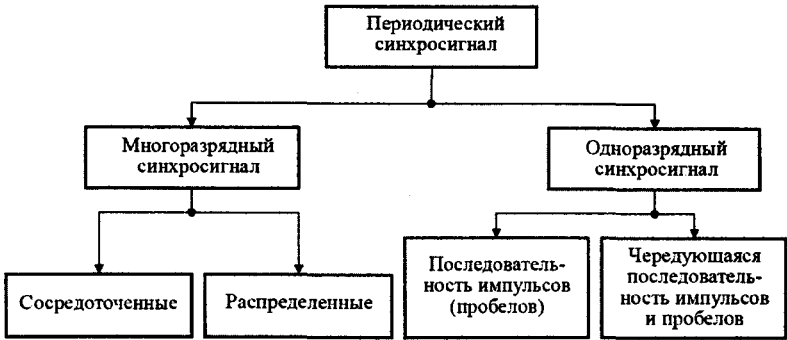


Рис. 5.12. Классификация типов синхросигнала

Выбор числа разрядов в синхрогруппе (синхросигнале) в основном определяется компромиссом между требуемым временем восстановления синхронизма и эффективной емкостью ЦСП, а выбор ее структуры – требованием обеспечения малой вероятности формирования информационных кодовых групп, аналогичных по характеру и периодичности передаваемому синхросигналу (защита от ложного синхронизма). Способы передачи циклового синхросигнала различной структуры изображены на рис. 5.13.

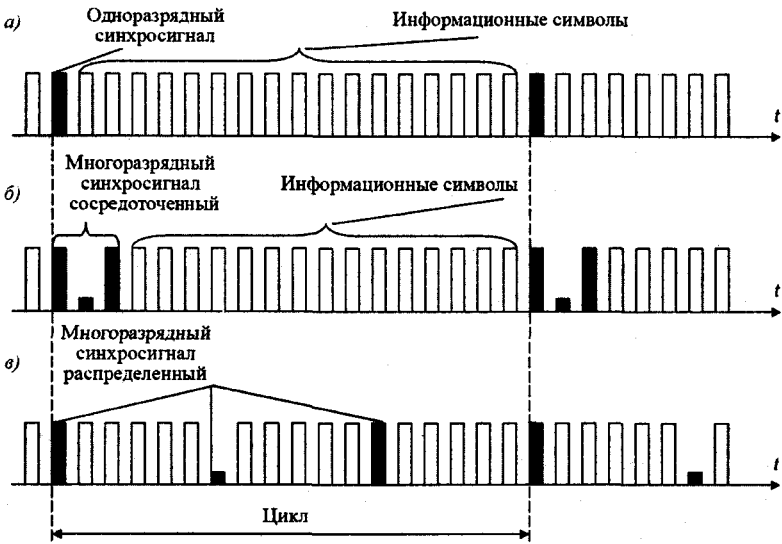


Рис. 5.13. Способы передачи циклового синхросигнала

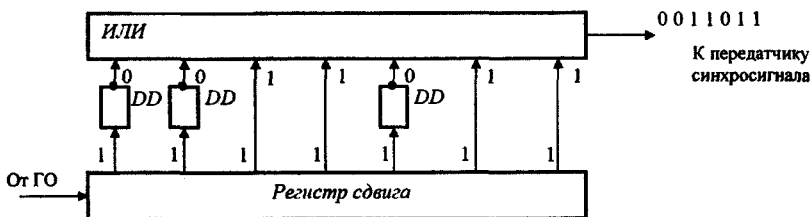


Рис. 5.14. Структурная схема формирователя синхросигнала

На рисунке показаны: цикл, содержащий одноразрядный синхросигнал (рис. 5.13,а); цикл, содержащий многоразрядный сосредоточенный синхросигнал (рис. 5.13,б), и цикл, содержащий многоразрядный рассредоточенный синхросигнал (рис. 5.13,б). Наибольшее применение в ЦСП ИКМ-ВРК получил способ передачи многоразрядного сосредоточенного синхросигнала.

На передающей станции имеется формирователь синхросигнала – ФСС (рис. 5.11), структурная схема одного из вариантов которого (формирование синхрогруппы потока Е1) представлена на рис. 5.14.

От генераторного оборудования (ГО) периодическая последовательность импульсов, следующая с тактовой частотой соответствующего цифрового потока, поступает на *Регистр сдвига*, часть отводов с ячеек которого через инверторы *DD*, преобразующие символ 1 в символ 0, а часть непосредственно объединяются элементом *ИЛИ*. При показанном на рисунке порядке подключения инверторов формируется синхрогруппа вида 0011011. Изменяя число ячеек-отводов регистра сдвига, число инверторов и порядок их включения, можно получить любую структуру кодовой группы соответствующего синхросигнала.

5.4.2. Классификация приемников синхросигнала

Основным элементом приемной станции, определяющим качество функционирования системы цикловой синхронизации, является приемник синхросигнала, обеспечивающий установку синхронизма после включения аппаратуры в работу, контроль за состоянием синхронизма в рабочем режиме, обнаружение срыва синхронизма по времени, превышающего допустимое значение, восстановление синхронизма после его нарушения. В приемнике синхросигнала осуществляется опознавание кодовых групп, структура которых совпадает со структурой синхросигнала, и принимается решение о принадлежности опознанных кодовых групп передаваемому синхросигналу. При обнаружении циклового синхросигнала генераторное

оборудование приемной станции устанавливается в синхронный режим, обеспечивающий правильное распределение принятой информации по каналам или потокам.

Установлению состояния синхронизма в ЦСП предшествует режим его поиска. Поиск состояния синхронизма – это процесс контроля импульсных позиций группового ИКМ сигнала с целью обнаружения синхросигнала. По результатам каждого контрольного испытания принимается решение о соответствии или несоответствии символов анализируемого группового ИКМ сигнала синхросигналу, а следовательно о необходимости продолжения или прекращения поиска. Состояние циклового синхронизма в ЦСП обычно считается достигнутым при обнаружении кодовых групп синхросигнала определенное число раз подряд, хотя возможны и другие критерии фиксации состояния синхронизма.

Приемники синхросигнала, используемые в ЦСП ИКМ-ВРК, можно классифицировать по ряду признаков.

В зависимости от характера используемых элементов различают приемники *аналогового* и *дискретного* типа. Первые варианты приемников строились по аналоговому принципу выделения синхросигнала с помощью фильтров. Замена фильтров в цепях поиска логическими дискретными элементами позволила существенно ускорить процесс восстановления синхронизма. Приемники дискретного типа реализованы во всех современных ЦСП.

Дискретные приемники синхросигнала по алгоритму поиска состояния синхронизма подразделяются на приемники *с задержкой контроля* и на приемники *со скользящим* поиском. В приемниках первого типа каждый последующий этап контроля осуществляется через *определенный отрезок времени*, например через цикл. В приемниках со скользящим поиском эта задержка исключается.

В зависимости от числа тактов сдвига при фиксации ошибки в процессе поиска различают приемники с *многоразовым* и *одноразовым сдвигом*. В приемниках скользящего поиска осуществляется одноразрядный и многоразрядный сдвиг, в приемниках с задержкой контроля осуществляется многоразрядный сдвиг только при наличии группы параллельно работающих устройств контроля.

В зависимости от структуры синхросигнала различают приемники *односимвольного* и *многосимвольного* сосредоточенного или *рассредоточенного* синхросигнала.

Принцип действия указанных выше приемников основан на выявлении различия статистических свойств информационных и синхронизирующих сигналов при их сравнении.

Отдельную группу составляют приемники, принцип действия которых основан на выявлении статистических закономерностей, присущих *только* информационному сигналу. Так, например, при кодировании многоканального телефонного сигнала с нормальным распределением мгновенных значений и кода Грея вероятности p_i появления единиц в отдельных разрядах неодинаковы. Расчеты показывают, что $p_1 \approx 0,5$, $p_2 \approx 0,95$, $p_3 \approx 0,32$, а $p_4 = p_5 = p_6 \dots \approx 0,5$. Выявление этой закономерности, обусловленной характером кодируемого сигнала и типом применяемого кода, позволило исключить необходимость ввода специальных синхросимволов на передаче.

В этом случае система поиска путем последовательного контроля импульсных позиций обнаруживает второй разряд в кодовых группах, отличающихся от всех остальных высокой плотностью следования единиц. Фиксация статистически устойчивых параметров импульсных сигналов на определенных позициях в кодовых группах позволяет использовать их в качестве опорных сигналов при построении систем синхронизации. Все остальные импульсные последовательности, обеспечивающие нормальную работу приемной станции, могут быть получены с помощью простых операций деления тактовой частоты и временного сдвига относительно опорных.

Кроме того, приемники синхросигнала могут быть разделены по принципу их функционирования на *неадаптивные* и *адаптивные* в зависимости от *предполагаемой заранее вероятности ошибки* в тракте передачи синхросигнала или от *изменения ее реальных значений* соответственно.

В ЦСП ИКМ-ВРК основное применение нашли адаптивные приемники синхросигнала с одноразрядным сдвигом с задержкой контроля или со скользящим поиском.

5.5. Приемники синхросигнала с задержкой контроля и одноразрядным сдвигом

Структурная схема приемника с задержкой контроля на цикл и одноразрядным сдвигом приведена на рис. 5.15.

Основными узлами приемника синхросигнала являются опознаватель синхрогрупп, анализатор и решающее устройство. Выделитель тактовой частоты (ВТЧ), схема управления (или элемент запрета НЕТ) относятся в целом к генераторному оборудованию приема ($ГО_{\text{при}}$).

Опознаватель синхрогрупп предназначен для выделения из группового ИКМ сигнала, поступающего на вход приемной станции, кодовой комбинации, соответствующей синхросигналу. В качестве опознавателей

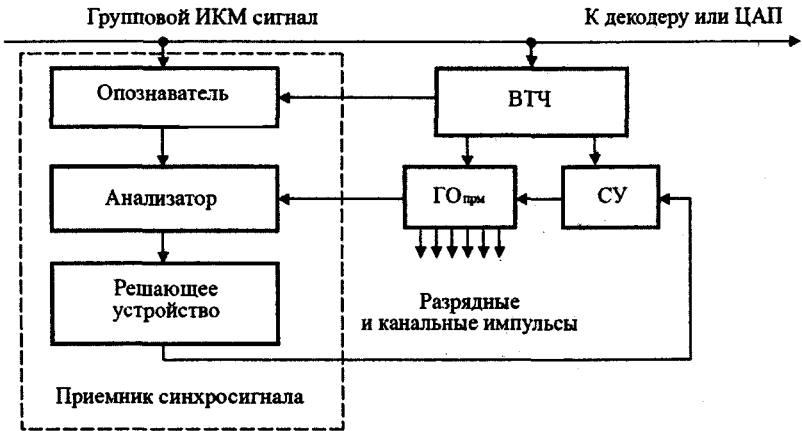


Рис. 5.15. Приемник синхросигнала с задержкой контроля и одноразрядным сдвигом

обычно используются регистры сдвига, к отводам которых непосредственно или через инверторы подключен многоходовой элемент И (рис. 5.16).

В течение каждого тактового интервала в регистр сдвига записывается один символ принимаемого сигнала, причем с приходом очередного символа предыдущий продвигается в следующую ячейку регистра. Таким образом, за k тактов в регистр записывается k -символьная кодовая комбинация. Затем производится сравнение структуры каждой принимаемой последовательности из k символов с копией синхрогруппы, записанной в опознавателе. При их совпадении на выходе многоходового элемента И появляется логическая 1, в противном случае – 0.

Опознаватели синхрогрупп могут быть реализованы на линии задержки, выходные сигналы с отводов которой через повторители и инверторы

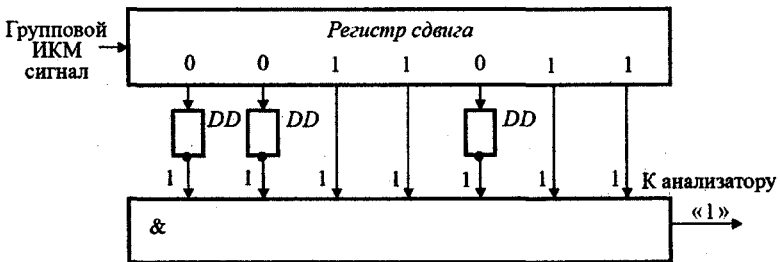


Рис. 5.16. Структурная схема опознавателя синхросигнала

подаются на суммирующее устройство. При поступлении кодовой группы заданной структуры напряжение на выходе сумматора достигает максимального значения, что фиксируется пороговым устройством, на выходе которого при этом появляется 1.

Анализатор. С выхода опознавателя последовательность 1 поступает на анализатор, на второй вход которого поступает последовательность импульсов от генераторного оборудования приема – $\Gamma O_{\text{прм}}$. Частота следования импульсов от $\Gamma O_{\text{прм}}$ либо равна частоте следования синхроимпульсов, либо кратна частоте повторения циклов, т.е. соответствует периодичности передачи синхросигнала. Анализатор в процессе каждого испытания принимает решение о соответствии сигнала опознавателя синхросигналу по периоду следования и времени появления импульсов. Обычно эту задачу выполняет сумматор по модулю 2: ($1 + 1 = 0$, $0 + 0 = 0$, $1 + 0 = 1$ и $0 + 1 = 1$). Несовпадение символов сравниваемых сигналов фиксируется в виде импульсов ошибки. Отсутствие импульсов ошибки на выходе анализатора свидетельствует о совпадении сравниваемых сигналов по периоду следования импульсов и времени их появления.

В том случае, когда синхрогруппа передается в каждом цикле передачи, на анализатор подается регулярная местная импульсная последовательность. Тогда схема анализатора упрощается; в простейшем случае роль анализатора может выполнять элемент И или элемент запрета НЕТ в зависимости от того, какой из сигналов (синхронизм или ошибка) желательно получить на выходе. В некоторых случаях, в зависимости от способа построения решающего устройства, с выхода анализатора снимают оба указанных сигнала. Таким образом, оценка соответствия опознаваемых кодовых групп синхросигналу в приемнике осуществляется в два этапа.

На первом этапе поступившая в опознаватель кодовая группа *оценивается на соответствие синхрогруппе по числу символов и характеру их следования* (по структуре). На втором этапе сигналы *сравниваются по периоду следования и времени их появления*. Сигнал с выхода анализатора отражает общую оценку сравнения по всей совокупности параметров: по числу символов, структуре, периоду следования и времени появления импульсов.

Решающее устройство. Между анализатором и схемой управления (рис. 5.15) включено решающее устройство (РУ), осуществляющее оценку выходного сигнала анализатора по определенному критерию и на основе этой оценки принимающее *решение* о наличии или отсутствии синхронизма. Так, например, если в режиме синхронизма число импульсов ошибки, поступивших в РУ за время принятия решения, меньше опреде-

ленного порогового значения, система остается в синхронизме. Таким образом, РУ обеспечивает защиту системы от сбоев синхронизации при воздействии кратковременных помех.

Если число импульсов ошибки за время принятия решения превышает пороговое значение, то РУ фиксирует сбой синхронизма и обеспечивает переход системы в режим поиска. Сигналы ошибки с выхода анализатора в этом режиме передаются в устройство сдвига (торможения) импульсных последовательностей $ГО_{\text{прм}}$. После восстановления синхронизма РУ вновь подключается к выходу анализатора, обеспечивая защиту системы от сбоев при воздействии помех.

Взаимодействие узлов в процессе поиска синхронизма. Алгоритм поиска синхронизма в системах с задержкой контроля и одноразрядным сдвигом поясняется рис. 5.17. Вертикальными черточками здесь обозначены импульсные позиции группового ИКМ сигнала; на каждой из них передается импульс или пробел. Для примера показаны кодовые группы синхросигнала, состоящие из трех импульсов.

Поиск состояния синхронизма осуществляется путем последовательной проверки символов группового ИКМ сигнала на соответствие синхросигналу. Эталоном для сравнения может служить местный синхросигнал, формируемый $ГО_{\text{прм}}$, или копия синхросигнала, записанная в опознавателе (комбинация прямых отводов и отводов с инверторами). Приемники с генераторами местного синхросигнала обычно сложнее и поэтому используются редко.

При включении аппаратуры в работу приемник синхросигнала с помощью опознавателя начинает проверять произвольную группу символов группового ИКМ сигнала, первый из которых, предположим, сдвинут на k импульсных позиций от синхросигнала. Если при первой проверке в ана-

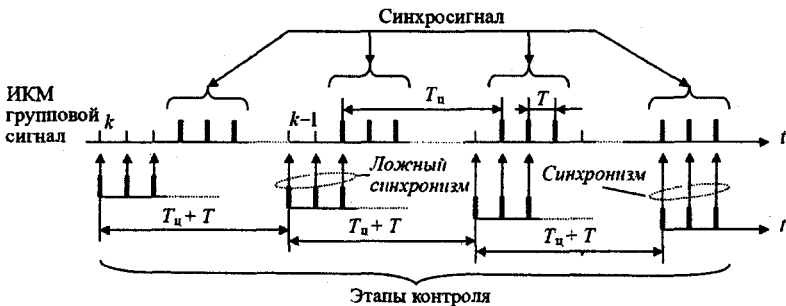


Рис. 5.17. Алгоритм поиска состояния синхронизма в системах синхронизации с задержкой контроля на цикл

лизаторе наблюдается несовпадение символов сравниваемых последовательностей, то анализатор формирует сигнал ошибки, вызывающий при помощи СУ (рис. 5.15) сдвиг (торможение) последовательностей $\Gamma O_{\text{прм}}$ на один период тактовой частоты T по отношению к передающему (после срабатывания решающего устройства). На выходе делителей частоты $\Gamma O_{\text{прм}}$ этот период окажется удлинненным по отношению к нормальному периоду частоты повторения циклов $T_{\text{ц}}$ и составит $T_{\text{ц}} + T$ (удлинненный цикл). Таким образом, каждая следующая проверка со сдвигом происходит с задержкой на цикл. При этом новая проверяемая группа символов ИКМ последовательности окажется на расстоянии $k - 1$ импульсных позиций от синхросигнала. В процессе поиска возможно также формирование дополнительных циклов поиска длительностью $T_{\text{ц}}$, связанных со случайными совпадениями символов ИКМ сигнала и местного контрольного сигнала (ложный синхронизм). В этом случае сдвига импульсных последовательностей $\Gamma O_{\text{прм}}$ не происходит. Однако такое положение в силу случайного характера ИКМ сигнала долго продолжаться не может и при последующих повторных проверках будет зафиксирована ошибка. Процесс последовательной проверки ИКМ сигнала и торможения приемного оборудования по отношению к передающему будет продолжаться до тех пор, пока между сравниваемыми последовательностями не установится однозначное соответствие, фиксирующее состояние синхронизма в системе.

В настоящее время находят применение ЦСП ИКМ-ВРК (например, мультиплексоры потоков DS1), в которых в качестве синхросигнала используют чередующуюся последовательность одиночных импульсов и пробелов. Частота следования импульсов синхросигнала составляет половину частоты следования циклов, что существенно уменьшает вероятность его имитации импульсами информационного группового ИКМ сигнала (ложный синхронизм).

Использование непрерывной последовательности единиц или нулей в качестве синхросигнала не представляется возможным, так как в режиме молчания кодовые группы каналов имеют постоянный характер, повторяются с частотой следования циклов и определенные их символы могут быть приняты за синхросигнал. Чередование символов синхросигнала эквивалентно двукратному увеличению числа циклов поиска (среднее время вхождения в синхронизм $\bar{T}_{\text{вх1}} \approx 2N_0T_{\text{ц}}$, здесь N_0 – общее число символов в цикле, среднее время восстановления синхронизма $\bar{T}_{\text{в1}} \approx 2\bar{T}_{\text{вх1}}$).

При использовании односимвольного чередующегося синхросигнала формирователь синхросигнала (рис. 5.14) значительно упрощается; он состоит лишь из триггера, управляемого с частотой следования циклов, и элемента И, выходной сигнал которого поступает в передатчик.

Структурная схема приемника синхросигнала остается прежней (рис. 5.15), только опознаватель заменяется элементом И, а местный импульсный сигнал подается на анализатор через цикл (в соответствии с передаваемым чередующимся синхросигналом).

Основной недостаток устройства с односимвольным чередующимся синхросигналом состоит в том, что в зависимости от характера обнаруженного в процессе поиска синхроимпульса (т. е. совпадение импульсов и пробелов сравниваемых в анализаторе сигналов или сдвиг сравниваемых последовательностей на полпериода) возможна фиксация или проскок состояния синхронизма.

В связи с этим максимальное число проверяемых импульсных позиций в процессе поиска с равной вероятностью может принимать значения $N_0 - 1$ или $2N_0 - 1$.

Принципиальный недостаток устройства с последовательным одно-разрядным сдвигом и задержкой контроля состоит в том, что контрольные испытания в процессе поиска состояния синхронизма осуществляются через цикл. Однако благодаря простоте реализации и небольшому объему служебной информации (односимвольный синхросигнал) устройства этого типа нашли практическое применение в относительно малоканальных ЦСП ИКМ-ВРК.

5.6. Приемники синхросигнала со скользящим поиском

В приемниках со скользящим поиском задержка на цикл при каждом контрольном испытании со сдвигом отсутствует, что создает предпосылки для значительного ускорения процесса восстановления синхронизма. Алгоритм поиска состояния синхронизма для рассматриваемого приемника показан на рис. 5.18.

Опознаватель, сдвигая каждый раз момент регистрации на один такт, будет проверять поступающие кодовые комбинации на их соответствие синхрогруппе. Таким образом, синхросигнал будет найден в течение одного цикла или быстрее, так как ситуация, что за период цикла будет отсутствовать комбинация, похожая на синхрогруппу, маловероятна.

Для подтверждения правильности выделения синхросигнала следующая проверка наличия синхросигнала будет ровно через цикл. Приемники данного типа нашли широкое применение в ЦСП ИКМ-ВРК нового поколения и реализованы в различного вида адаптивных и неадаптивных приемниках синхросигнала.

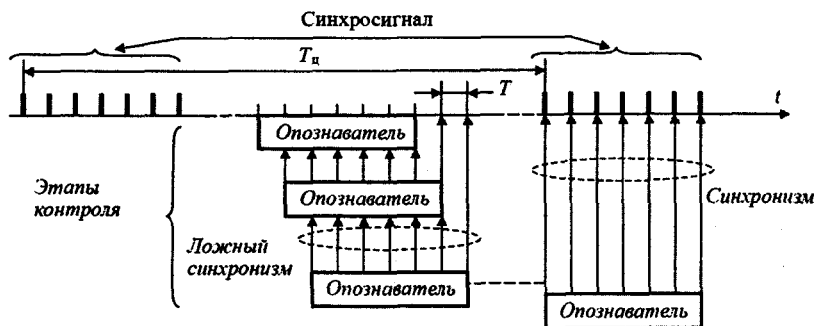


Рис. 5.18. Алгоритм поиска состояния синхронизма приемника скользящего поиска

5.6.1. Неадаптивные приемники синхросигнала

Структурная схема неадаптивного синхросигнала показана на рис. 5.19. Групповой ИКМ сигнал поступает на вход опознавателя, построенного по схеме, показанной на рис. 5.16. Анализатор содержит схемы (элементы) НЕТ и I_1 . Появление импульса на выходе схемы I_1 означает совпадение по времени синхросигнала и контрольного импульса от $ГО_{\text{прм}}$. Появление импульса на выходе схемы НЕТ означает отсутствие синхросигнала в момент появления контрольного импульса от $ГО_{\text{прм}}$.

Решающее устройство (РУ) содержит *накопитель по выходу из синхронизма*, *накопитель по входу в синхронизм* и схему I_2 . Накопители по входу в синхронизм и выходу из синхронизма выполнены по схеме счетчика со сбросом. Накопитель по выходу из синхронизма необходим для исключения ложного выхода из синхронизма, когда в групповом ИКМ сигнале произошло изменение структуры синхросигнала. Обычно накопитель по выходу из синхронизма содержит четыре–шесть разрядов (на рис. 5.19 накопитель содержит четыре разряда). Это обеспечивает помехозащищенность приемника синхросигнала от искажений синхрогруппы в групповом ИКМ сигнале по каким-либо причинам.

Накопитель по входу в синхронизм обеспечивает защиту приемника синхросигнала от ложного синхронизма в режиме поиска синхрогруппы, когда на вход опознавателя поступают случайные комбинации группового цифрового сигнала, совпадающие с синхросигналом. Обычно накопитель по входу в синхронизм содержит два–три разряда (на рис. 5.19 накопитель содержит три разряда).

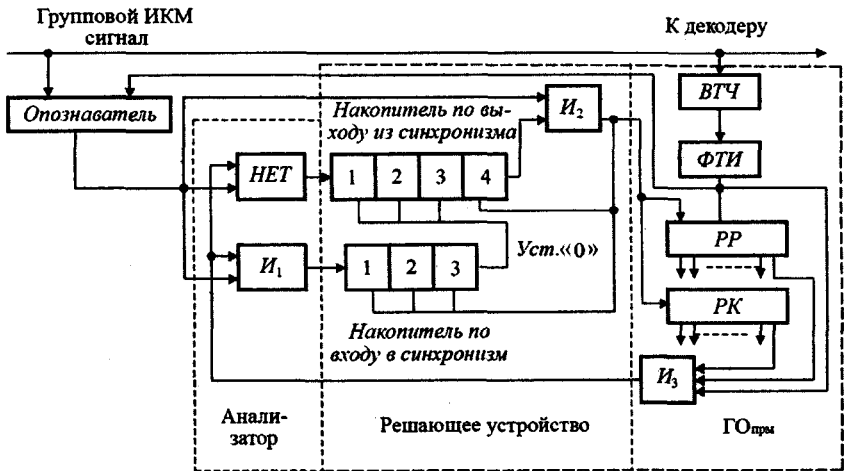


Рис. 5.19. Структурная схема неадаптивного приемника синхросигнала

Управление работой ГО_{прм} производится схемой И₂, которая в режиме поиска синхронизма при поступлении синхросигнала установит в начальное положение разрядный РР и каналный РК распределители, определяя тем самым начало их работы. На выходе схемы И₂ формируется контрольный импульс синхронизма от ГО_{прм}. Появление этого импульса по времени должно произойти в определенный разрядный интервал определенного канального интервала в соответствии с тактовой частотой. Для этого используется схема И с тремя входами.

Если система передачи находится в состоянии синхронизма, то сигнал с выхода опознавателя совпадает по времени с сигналом от ГО_{прм} (выход схемы И₃). При этом на выходе схемы НЕТ, соединенной с накопителем по выходу из синхронизма, сигнал отсутствует, а на выходе схемы И₁, соединенной с накопителем по входу в синхронизм, формируется сигнал соответствующий моменту опознания синхрогруппы. В результате накопитель по входу в синхронизм оказывается заполненным, а накопитель по выходу из синхронизма – разряженным до нулевого состояния. Ложные синхрогруппы, формируемые в групповом ИКМ сигнале, вследствие случайного сочетания 1 и 0 не совпадают по времени с сигналом на выходе ГО_{прм}, а следовательно и не участвуют в процессе накопления.

При кратковременных искажениях (один – три цикла подряд для данной схемы) синхросигнала, возникающих либо при сбоях синхронизации в цифровых потоках более высокого порядка, либо под действием помех,

сигнал с выхода $ГО_{\text{прм}}$ проходит через схему *НЕТ* на вход накопителя по выходу из синхронизма, который не успеет заполниться. Сбоя синхронизации при этом не происходит, и первый же сигнал, с выхода накопителя по входу в синхронизм осуществляет сброс накопителя по выходу синхронизма в нулевое состояние. Таким образом, кратковременные искажения синхросигнала не нарушают работу $ГО_{\text{прм}}$.

При длительном нарушении синхронизма (синхросигнал отсутствует четыре цикла подряд для схемы рис. 5.19) накопитель по выходу из синхронизма будет полностью заполнен и на его выходе появится 1, что является сигналом к поиску синхронизма. Теперь первый же импульс от опознавателя при появлении синхросигнала пройдет через схему I_2 и установит 0 в последнем разряде накопителя по выходу из синхронизма и во всех разрядах накопителя по входу в синхронизм, а также установит в начальное положение РР и КР генераторного оборудования приема. Следующее опознавание синхросигнала будет произведено ровно через цикл. Если синхросигнал выделен верно, то через цикл произойдет совпадение очередного синхросигнала и контрольного сигнала от $ГО_{\text{прм}}$. В этом случае в накопитель по входу в синхронизм поступает 1. Когда это произойдет три раза подряд (для схемы рис. 5.19), накопитель по входу в синхронизм заполнится и установит 0 в первых трех разрядах накопителя по выходу из синхронизма (в четвертом разряде 0 уже установлен сигналом со схемы I_2). Трехкратное совпадение синхросигнала и контрольного сигнала от схемы I_3 $ГО_{\text{прм}}$ подтверждает установление синхронного режима работы передающей и приемной станций.

Возможно, но маловероятно, что в режиме поиска будет выделена опознавателем случайная кодовая группа, совпадающая с синхросигналом. В этом случае сигнал от опознавателя пройдет схему I_2 и также установит в начальное состояние РР и РК. Следующее опознавание синхросигнала произойдет через цикл. Так как кодовые группы ИКМ сигнала носят случайный характер, то через цикл синхросигнал не будет выделен. В накопитель по выходу из синхронизма поступит 1, а он уже заполнен, и опять начнется поиск синхросигнала. Процесс будет повторяться, пока не будет выделен истинный синхросигнал.

Рассмотрим причины, вызывающие сбой цикловой синхронизации. Основными из них являются выход из синхронизма по тактовой частоте, что приводит к изменению длительности цикла, так как в цикле появятся или пропадут один или несколько тактовых интервалов, и искажение символов синхросигнала в результате воздействия помех. Главным источником последнего является оборудование линейного тракта. На временных диаграммах (рис. 5.20) показано возникновение сбоев синхронизации,

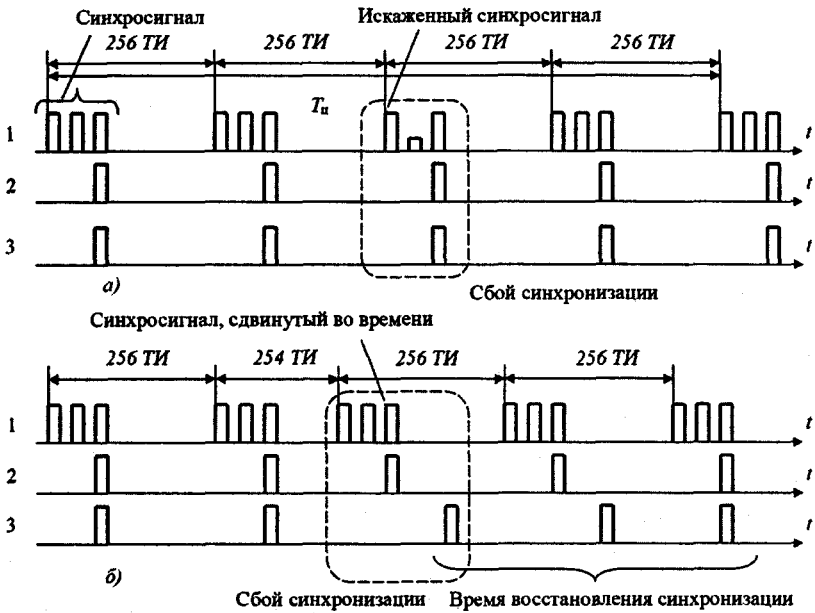


Рис. 5.20. Временные диаграммы возникновения сбоев синхронизации

вызванных различными причинами для цифрового потока Е1. На временной диаграмме 1 условно показан групповой сигнал, содержащий несколько циклов. Каждый цикл содержит 256 информационных и служебных символов. Синхросигнал, например, имеет кодовую группу вида 111. На временных диаграммах 2 и 3 показаны импульсы от опознавателя и контрольные импульсы от ГО_{прм}.

Из приведенных примеров можно сделать вывод, что в первом случае защиту приемника синхронизации от сбоя обеспечивает накопитель по выходу из синхронизма, тогда как во втором случае желательно начинать поиск синхросигнала по первому его пропаданию. В этом случае накопитель по выходу из синхронизма будет увеличивать время восстановления синхронизма, которое является одним из основных параметров системы цикловой синхронизации ЦСП.

При использовании ЦСП для организации соединительных линий между АТС время восстановления синхронизма ограничивается несколькими миллисекундами. При передаче телефонных сообщений абонент практически не заметит перерыва связи в несколько десятков миллисекунд, однако при сбое синхронизации нарушается работа каналов передачи СУВ,

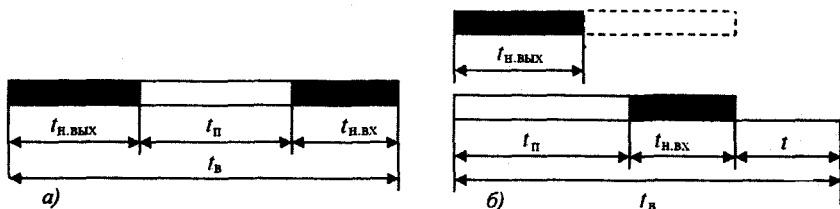


Рис. 5.21. Диаграммы работы приемника синхросигнала

что может привести к разъединению абонентов. Допустимое время пропадаания каналов передачи СУВ, которое не отражается на работе приборов АТС и определяет допустимое время восстановления синхронизма, обычно составляет около 2 мс. Для ЦСП более высокого порядка это время очень ограничено.

Диаграмма восстановления синхронизма $t_{в}$ неадаптивного приемника синхросигнала показана на рис. 5.21,а. Полное время восстановления синхронизма состоит из времени накопления по выходу из синхронизма $t_{н.вых}$, времени поиска синхросигнала $t_{п}$ и времени накопления по входу в синхронизм $t_{н.вх}$.

Недостатки такого способа построения приемника циклового синхросигнала определяются прежде всего тем, что значения емкости накопителей по входу и выходу из синхронизма фиксированы, а поиск синхронизма при его сбое начинается только после времени накопления по выходу из синхронизма. При увеличении вероятности ошибок в линейном тракте, а следовательно и в групповом ИКМ сигнале время удержания синхронизма, определяемое емкостью накопителя по выходу из синхронизма, оказывается меньше требуемого значения, а при уменьшении вероятности ошибки имеет место запас по времени удержания синхронизма и, следовательно, необоснованное время восстановления синхронизма, определяемое емкостью накопителя по входу в синхронизм. Поскольку значение вероятности ошибки в линейном тракте ЦСП никогда не может быть точно установлено заранее, в неадаптивных приемниках синхросигнала практически никогда не могут быть получены оптимальные параметры времени восстановления синхронизма.

Указанный недостаток становится особо важным, когда передача группового ИКМ сигнала осуществляется не по отдельной, а по нескольким ЦСП, которые к тому же могут работать не только по кабельным, но и радиорелейным и спутниковым линиям передачи. При этом, если передача по кабельным линиям осуществляется обычно с достаточно низкой вероятностью ошибок (не более 10^{-6}), то на радиорелейных и спутнико-

вых линиях, характеризующихся наличием замираний, возможно временное повышение вероятности ошибок свыше 10^{-3} . Поэтому при организации составных трактов ЦСП с использованием линий передачи с высокой и низкой вероятностями ошибок емкость накопительных устройств приемника синхросигнала должна соответствовать режиму работы с высокой вероятностью ошибок. Очевидно, это требование не может быть реализовано при фиксированных значениях емкости накопителей. Кроме того, для неадаптивного приемника синхросигнала характерно сравнительно большое время восстановления синхронизма из-за того, что процессы накопления и поиска синхросигнала осуществляются последовательно.

Отмеченные недостатки практически устраняются при использовании *адаптивных приемников циклового синхросигнала*, в которых процессы накопления по выходу из синхронизма и поиска синхросигнала осуществляются параллельно.

5.6.2. Приемник синхросигнала, адаптивный к вероятности ошибки в линейном тракте

Функциональная схема приемника синхросигнала с одновременным накоплением по выходу из синхронизма и поиском синхросигнала приведена на рис. 5.22. В таком приемнике по первому же сигналу нарушения синхронизма начинается поиск синхросигнала, в то время как $\Gamma O_{\text{прм}}$ сохраняет предыдущее состояние до тех пор, пока не будет зафиксировано новое состояние синхронизма. Диаграмма работы такого приемника показана на рис. 5.21,б.

Из анализа этой диаграммы и сравнения ее с рис. 5.21,а для неадаптивного приемника следует, что независимая параллельная работа цепей поиска и удержания синхронизма позволяет уменьшить время восстановления синхронизма $t_{\text{в}}$ на величину

$$\Delta t_{\text{в}} = \begin{cases} t_{\text{н.выск}} & \text{при } t_{\text{н.выск}} < t_{\text{п}} + t_{\text{н.вх}} \\ t_{\text{п}} + t_{\text{н.вх}} & \text{при } t_{\text{н.выск}} > t_{\text{п}} + t_{\text{н.вх}} \end{cases},$$

а использование адаптивного блока решения эквивалентно уменьшению емкости накопителя по входу в синхронизм (при высокой вероятности ошибок) и уменьшению емкости накопителя по выходу из синхронизма (при низкой вероятности ошибок), что обеспечивает дополнительные сокращения величины $t_{\text{в}}$.

Как следует из рис. 5.22, адаптивный приемник синхросигнала содержит две цепи: цепь удержания синхронизма и цепь его поиска. Каждая цепь имеет свой анализатор и решающее устройство, состоящие из схем И,

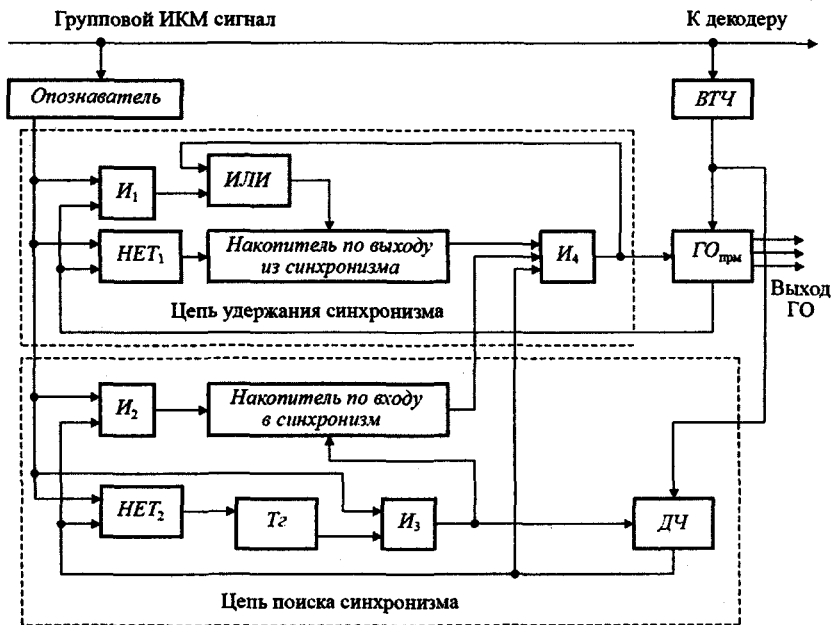


Рис.5.22. Структурная схема приемника синхросигнала, адаптивного к вероятности ошибок в линейном тракте

НЕТ и ИЛИ. Работа $ГО_{прм}$ и формирование контрольного сигнала совпадения происходят так же, как и в схеме неадаптивного приемника. Контрольный сигнал совпадения для цепи удержания синхронизма поступает от $ГО_{прм}$, которое управляется схемой $И_4$. Контрольный сигнал совпадения для цепи поиска синхросигнала поступает от делителя частоты $ДЧ$, работающего аналогично $ГО_{прм}$, но независимо от него. Управление работой $ДЧ$ осуществляется схемой $И_3$. Такое построение позволяет производить поиск синхросигнала, не нарушая работы основного $ГО_{прм}$.

При сбое синхронизации через схему $НЕТ_1$ в накопитель по выходу из синхронизма будет записана 1. В цепи поиска синхронизма сбой зафиксирует схема $НЕТ_2$, которая изменит состояние триггера $Т_2$ и подготовит всю схему к поиску синхросигнала (схема $И_3$ будет закрыта, но на входе от триггера записана 1). Теперь любой импульс от опознавателя, свидетельствующий о появлении синхрогруппы, пройдет через схему $И_3$, установит $ДЧ$ в начало отсчета, ноль во всех разрядах накопителя по входу в синхронизм и вернет триггер в исходное состояние. Новый контрольный импульс будет выработан $ДЧ$ через время $Т_ц$. Если сбой вызван искажени-

ем структуры синхросигнала, то следующий синхросигнал придет вовремя и импульс от опознавателя пройдет схему I_2 , запишет 1 в накопитель по входу в синхронизм. После нескольких циклов (это зависит от емкости накопителя) накопитель по входу в синхронизм будет заполнен.

В цепи удержания синхронизма, как отмечалось выше, также будет зафиксирован сбой синхронизма; но если такой сбой вызван искажением синхрогруппы, то появление следующего синхросигнала совпадет с контрольным импульсом от $ГО_{\text{прм}}$. На выходе I_1 появится импульс, который, пройдя через схему ИЛИ, установит нуль во всех разрядах накопителя по выходу из синхронизма. Изменений в работе $ГО_{\text{прм}}$ не произойдет.

Если же после начала поиска синхросигнала в цикле будет содержаться ложная синхрогруппа, то она также вызовет установку $ДЧ$ в начало отсчета. Через время $T_{\text{ц}}$ делитель частоты выработает контрольный сигнал совпадения, а сигнал от опознавателя будет отсутствовать. Тогда контрольный сигнал $ДЧ$ опять подготовит схему к поиску синхросигнала. Такой режим работы будет сохраняться до выявления истинного синхросигнала.

Если сбой синхронизации произошел из-за изменения временных позиций синхросигнала в цикле, то контрольные импульсы $ГО_{\text{прм}}$ будут поступать в накопитель по выходу из синхронизма, который заполнится и выдаст разрешающий сигнал на вход схемы I_4 . Установка в начало отсчета соответствующих распределителей $ГО_{\text{прм}}$ произойдет в том случае, если в цепи удержания синхронизма накопитель по выходу из синхронизма будет заполнен, а в цепи поиска синхронизации накопитель по входу будет заполнен и в момент появления контрольного сигнала от $ДЧ$. При длительном поиске синхросигнала состояние $ГО_{\text{прм}}$ остается без изменений до появления сигнала с выхода I_4 , что равносильно увеличению емкости накопителя по выходу из синхронизма.

Адаптивные к вероятности ошибки приемники синхросигнала находят применение в мультиплексорах цифровых потоков $E2$ и $E3$, где к системам цикловой синхронизации предъявляются более жесткие требования, чем в мультиплексорах потоков $E1$ или $DS1$.

5.6.3. Полностью адаптивный приемник синхросигнала

При непродолжительном поиске синхросигнала, что соответствует режиму работы с низкой вероятностью ошибок, емкость накопителя по выходу из синхронизма не уменьшается, что эквивалентно увеличению емкости накопителя по входу в синхронизм, и, следовательно, приводит к неоправданному росту времени восстановления синхронизма. От этого недостатка свободен *полностью адаптивный приемник синхросигнала*, (рис. 5.23) как при повышении, так и понижении вероятности ошибок.

Синхронизация в цифровых системах передачи

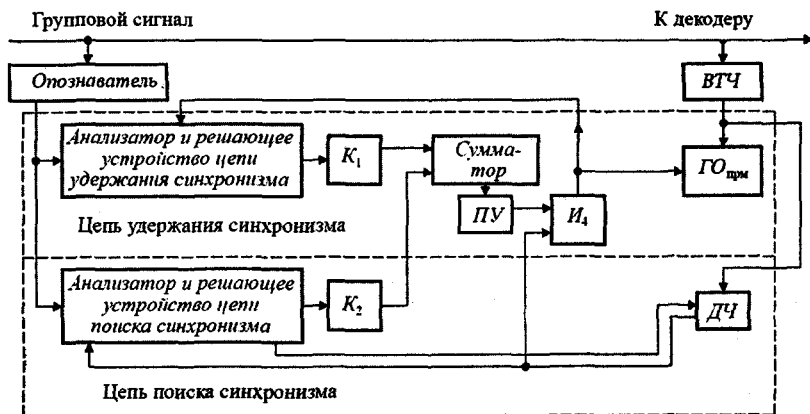


Рис. 5.23. Структурная схема полностью адаптивного приемника синхросигнала

Цепи удержания и поиска синхронизма такого приемника аналогичны выше рассмотренному, а схема в целом отличается тем, что выходы накопителей подключены к схеме $И_4$ не прямо, а через сумматор и пороговое устройство $ПУ$. В этом случае сброс $ГО_{прм}$ осуществляется при достижении суммарной емкостью накопителей уровня, установленного $ПУ$.

Суммирование производится с учетом коэффициентов, соответствующих весу сигналов с выходов накопителей. Например, при вероятности ошибок в линейном тракте $p = 10^{-3}$ и десятисимвольном синхросигнале коэффициенты суммирования $K_1 = K_2 = 1$, при $p = 10^{-6}$ и десятисимвольном синхросигнале коэффициент суммирования для накопителя по выходу из синхронизма $K_1 = 1$, для накопителя по входу в синхронизм $K_2 = 0,5$. В полностью адаптивном приемнике обеспечивается сокращение времени восстановления синхронизма Δt_1 за счет того, что в режиме работы с низкой вероятностью ошибок уменьшается емкость накопителя по выходу из синхронизма, а в режиме работы с высокой вероятностью ошибок уменьшается емкость накопителя по входу в синхронизм.

Полностью адаптивный приемник синхросигнала используется практически во всех ЦСП ИКМ-ВРК нового поколения.

5.7. Оценка параметров системы цикловой синхронизации

Оценку основных параметров систем цикловой синхронизации для наглядности проведем применительно к неадаптивному приемнику синхросигнала.

Система цикловой синхронизации может находиться в одном из следующих состояний:

- 1) система находится в синхронизме и режиме захвата (основное состояние);
- 2) система находится в состоянии синхронизма, но в режиме поиска;
- 3) система вне синхронизма, но в режиме захвата (ложный синхронизм);
- 4) система вне синхронизма и в режиме поиска;
- 5) система в синхронизме и в режиме контроля;
- 6) система вне синхронизации, но в режиме контроля.

Рассмотрим параметры, характеризующие процесс перехода системы из основного режима в режим поиска. Будем считать, что система переходит в режим поиска в том случае, если при ν последовательных опробований не подтверждается наличие циклового синхросигнала на контролируемых позициях цикла. Значение ν фактически определяет емкость накопителя по выходу из синхронизма. Поскольку точный момент выхода системы из синхронизма является случайным, то можно считать, что в среднем он возникает в середине цикла. Тогда минимальное время обнаружения выхода из синхронизма $t_{\text{вых. мин}} = T_{\text{ц}} (\nu - 0,5)$, где $T_{\text{ц}}$ — длительность одного цикла.

Если цикловой синхросигнал состоит из $d_{\text{цс}}$ символов и при каждом опробовании допускается искажение не более c символов синхросигнала (при этом он считается правильно принятым), то *вероятность имитации $P_{\text{им}}$ синхросигнала*, т.е. возникновения ложной синхрогруппы, будет складываться из вероятностей полной имитации, имитации с искаженными одним, двумя и, наконец, c символами. В этом случае вероятность имитации синхросигнала равна

$$P_{\text{им}} = \frac{1}{2^{d_{\text{цс}}}} \sum_{k=0}^c \frac{d_{\text{цс}}!}{k!(d_{\text{цс}} - k)!}, \quad (5.3)$$

а вероятность обнаружения выхода из синхронизма

$$P_{\text{обн}} = 1 - P_{\text{им}}. \quad (5.4)$$

Обычно $c = 0$, и выражения (5.3) и (5.4) принимают вид

$$P_{\text{им}} = 1/2^{d_{\text{цс}}}, \quad P_{\text{обн}} = 1 - 1/2^{d_{\text{цс}}}.$$

Результаты расчетов величины $P_{\text{обн}}$ (для $c = 0$) приведены в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Число символов в синхросигнале, $d_{цс}$	Вероятность обнаружения выхода из синхронизма, $P_{обн}$	Число опробований, μ	Время обнаружения выхода из синхронизма, $t_{вых}$
1	0,5	14	1350
2	0,75	6	966
3	0,825	4	1031
4	0,9375	4	1168
5	0,9688	3	1350
6	0,9844	3	1560

Однако для обнаружения выхода из синхронизма, как правило, требуется произвести μ опробований, причем $\mu \geq \nu$. Ожидаемое значение μ можно получить из соотношения

$$\mu = (1 - P_{обн}^{\nu}) / (1 - P_{обн}) P_{обн}^{\nu} \cdot 1. \quad (5.5)$$

Число опробований μ , необходимых для обнаружения выхода из синхронизма (округленное до ближайшего целого), приведено в табл. 5.1 (для $\nu = 3$).

Если зафиксировать отношение $\alpha = d_{цс} / D$ (D – общее число символов в цикле передачи), например, взять $\alpha = 0,01$, то, используя данные табл. 5.1, можно найти зависимость времени обнаружения выхода из синхронизма $t_{вых}$, выраженного в количестве временных тактовых интервалов, от длины циклового синхросигнала. Результаты соответствующих расчетов приведены в табл. 5.1.

Выбор структуры синхросигнала. Анализ результатов свидетельствует о том, что существует оптимальная длина циклового синхросигнала, при которой обеспечивается минимальное время обнаружения выхода из синхронизма. При этом с точки зрения обеспечения минимального среднего времени обнаружения выхода из синхронизма наилучшими являются короткие цикловые синхросигналы, а для достижения высокой вероятности обнаружения (свыше 90%) предпочтительными выглядят более длинные синхросигналы.

Определение оптимальной структуры синхросигнала заключается в выборе такой комбинации символов, которая при фиксированной длительности цикла обеспечивает минимальное время поиска. При равной вероятности формирования 1 и 0 в групповом ИКМ сигнале вероятность формирования кодовых групп любой структуры одинакова, а следова-

тельно одинаково их среднее число в рассматриваемом отрезке группового сигнала. Однако среднее время поиска синхросигнала при использовании в качестве синхронизирующих кодовых групп различной структуры весьма различно.

Поэтому при выборе структуры синхросигнала необходимо оценить суммарное время его поиска:

$$M(t_n) = M(t_n)_{сл} + M(t_n)_c,$$

где $M(t_n)_{сл}$, $M(t_n)_c$ – среднее время поиска синхросигнала в зоне случайного сигнала, включающего в себя $D - d_{ц.с}$ импульсных позиций в цикле, на которых кодовые группы длиной $d_{ц.с}$ символов формируется без участия символов синхросигнала; $M(t_n)_c$ – среднее время поиска синхросигнала, включающего в себя $2d_{ц.с} - 1$ импульсных позиций, на которых кодовые группы длиной $d_{ц.с}$ формируются с использованием хотя бы одного символа синхросигнала.

Поскольку кодовые группы различной структуры группируются в случайном цифровом потоке по-разному, то в зависимости от структуры синхросигнала будет изменяться время его поиска в каждой из указанных зон.

В результате многочисленных исследований было предложено несколько групп импульсных последовательностей определенной структуры, рекомендованных к использованию в качестве синхросигнала. Один из методов анализа различных кодовых групп основан на понятии *критических точек*.

В соответствии с этим понятием кодовая группа длиной $d_{ц.с}$ символов имеет критические точки после тех первых i символов, которые оказываются идентичными последним j символам. Тогда наименьшее число критических точек в кодовых группах – одна (например, в группе 0111...1 – на последнем символе), а наибольшее – $d_{ц.с}$ (в кодовой группе 111...1 – на каждом символе). Кодовая группа вида 0101...01 имеет в своем составе $d_{ц.с}/2$ критических точек на всех символах.

Сравним среднее время поиска синхросигнала при использовании в качестве синхрогрупп с одной и $d_{ц.с}$ критическими точками. Среднее время поиска синхросигнала в зоне случайного сигнала определяется выражением

$$M(t_n)_{сл} = (a - d_{ц.с} + 1) \left[\frac{2^{d_{ц.с}}}{(2^{d_{ц.с}} - 1) \sum_{i=1}^k 2^{bi}} + \frac{1}{a + d_{ц.с}} \right] T_{ц}, \quad (5.6)$$

где a – число информационных символов в цикле; b – число символов от начала кодовой комбинации до i -й критической точки; k – число критических точек; $T_{ц}$ – период следования циклов.

Тогда при использовании кодовых групп с одной критической точкой

$$M_1(t_{п}) = (a - d_{у.с} + 1) \left[\frac{1}{(2^{d_{у.с}} - 1)} + \frac{1}{a + d_{у.с}} \right] T_{ц},$$

а с $d_{у.с}$ критическими точками

$$M_2(t_{п}) = (a - d_{у.с} + 1) \left[\frac{2^{d_{у.с}} - 1}{(2^{d_{у.с}} - 1)^2} + \frac{1}{a + d_{у.с}} \right] T_{ц}.$$

В том случае, когда поиск ведется в зоне самого синхросигнала и в качестве синхрогрупп выбраны кодовые группы с одной критической точкой, вероятность формирования ложного синхросигнала равна нулю, а время поиска синхросигнала в этой зоне равно ее длительности, т.е.

$$M_1(t_{п}) = 2T_{ц}(d_{у.с} - 1)/(a + d_{у.с}).$$

Для кодовых групп с $d_{у.с}$ критическими точками среднее время поиска в зоне синхросигнала можно определить по формуле

$$M_2(t_{п})_с = 2 \left[\frac{d_{у.с} - 1}{a + d_{у.с}} + \sum_{s=1}^{d_{у.с}-1} \frac{1}{2^s - 1} \right] T_{ц}.$$

Тогда общее время поиска синхросигнала при использовании в качестве синхрогруппы кодовых комбинаций с одной критической точкой составит

$$M_1(t_{п}) = \left(\frac{a - d_{у.с} + 1}{2^{d_{у.с}} - 1} + \frac{a + d_{у.с} - 1}{a + d_{у.с}} \right) T_{ц},$$

а при кодовых группах с $d_{у.с}$ критическими точками

$$M_2(t_{п}) = \left[\frac{2^{d_{у.с}}(a - d_{у.с} + 1)}{(2^{d_{у.с}} - 1)^2} + \sum_{s=1}^{d_{у.с}} \frac{1}{2^{s-1}} + \frac{a + d_{у.с} - 1}{a + d_{у.с}} \right] T_{ц}.$$

Рассмотрим в качестве примера цикл вторичной ЦСП, имеющий следующие параметры: число информационных символов в цикле $a = 1048$,

число синхросимволов $d_{ц.с} = 8$, $T_{ц} = 125$ мкс. В этом случае

$$M_1(t_n) = (1041/255 + 1055/1056) 125 = 625 \text{ мкс},$$

$$M_2(t_n) = (1041/2 \cdot 255 + 1055/1056 + 3,2) 125 = 775 \text{ мкс},$$

т. е. применение в качестве синхрогрупп кодовых комбинаций с одной критической точкой обеспечивает меньшее время восстановления синхронизма. При более длинных циклах кодовые группы, имеющие в своем составе $d_{ц.с}$ критических точек, оказываются более эффективными.

На рис. 5.24 показаны зависимости среднего времени поиска синхросигнала M_n (выраженного числом циклов) от длительности цикла $T_{ц}$ (выраженного числом импульсных позиций в цикле D) при использовании в качестве синхросигнала кодовых групп с одной (сплошные линии) и $d_{ц.с}$ (штриховые линии) критическими точками. Представленные зависимости можно использовать различным образом:

- при заданных значениях среднего времени поиска $M(t_n)$ и длительности цикла $T_{ц}$ определяются параметры синхросигнала (его длительность и число критических точек);
- при заданных $T_{ц}$ и параметрах синхросигнала оценивается среднее время поиска $M(t_n)$;
- при заданных параметрах синхросигнала и $M(t_n)$ определяется длина цикла.

Как видно из рис. 5.24, среднее время поиска синхросигнала $M(t_n)$ можно сократить, если увеличить длительность цикла передачи при одновременном увеличении длины синхросигнала. Это можно объяснить тем, что при линейном увеличении $T_{ц}$ и $d_{ц.с}$ среднее время поиска синхросигнала уменьшается экспоненциально.

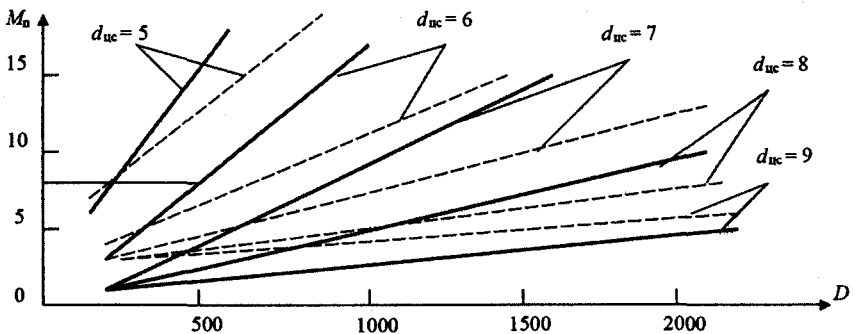


Рис. 5.24. Зависимость среднего времени поиска синхросигнала от длины цикла

Однако следует иметь в виду, что чрезмерное увеличение числа информационных и синхронизирующих импульсов в цикле приводит, как правило, к ухудшению некоторых других параметров ЦСП (в частности, увеличивается объем памяти, усложняется ГО, увеличиваются фазовые дрожания и т. п.). Это является одной из причин уменьшения длительности цикла в ЦСП высших порядков (например, для первичной ЦСП потока Е1 $T_{ц} = 125$ мкс, а для четверичной ЦСП потока Е4 $T_{ц} = 15,625$ мкс).

Выбор коэффициентов накопления в приемниках синхросигнала. Основные параметры цикловой синхронизации во многом зависят от емкости накопителей по выходу и входу в синхронизм, которые, по сути дела, являются решающими устройствами, вырабатывающими информацию о наличии или отсутствии состояния синхронизма. В соответствии с этой информацией в неадаптивных приемниках синхросигнала осуществляется переход от режима поиска синхронизма к режиму его удержания и от режима удержания к режиму поиска. В адаптивных приемниках синхросигнала реализуется переход от режима удержания прежнего состояния синхронизма к режиму удержания его нового состояния (поиск синхронизма производится параллельно в дополнительной цепи). Рассмотрим требования, предъявляемые к каждому из этих накопителей.

В неадаптивных приемниках решение о переходе от режима удержания к режиму поиска принимается при отсутствии синхросигнала на анализируемых позициях. Уменьшение вероятности ошибочного решения о потере синхронизма связано с увеличением коэффициента накопления r накопителя по выходу из синхронизма. Однако с увеличением этого коэффициента возрастает и среднее время восстановления синхронизма, поскольку процессу поиска синхросигнала при потере синхронизма должно предшествовать его отсутствие на r подряд следующих анализируемых позициях. Поэтому расчет накопителя по выходу из синхронизма заключается в определении минимального значения коэффициента накопления r , при котором можно практически не считаться с вероятностью ложного сбоя синхронизации. При этом необходимо выполнение двух условий:

1) вероятность искажения символов p_n из-за сбоев синхронизации, вызванных искажениями синхросигнала, должна быть на два – три порядка меньше вероятности искажения символов из-за воздействия помех, т. е.

$$\frac{M(t_{в})}{M(t_{в}) + M(t_{уд})_n} < (10^{-2} \dots 10^{-3}) p_n, \quad (5.7)$$

где $M(t_{уд})_n$ – среднее время между двумя сбоями синхронизации, вызванными воздействием помех (т. е. время удержания синхронизма);

2) вероятность того, что время восстановления синхронизма в ЦСП более высокого уровня превысит время накопления накопителем по выходу из синхронизма в ЦСП более низкого уровня, должна составлять $10^{-2} \dots 10^{-3}$.

Сбой синхронизации из-за воздействия помех происходит после r следующих подряд искажений синхросигнала. При этом среднее время между двумя соседними сбоями определяется выражением, характеризующим среднее время достижения первого успеха, заключающегося в формировании r импульсов подряд на входе накопителя по выходу из синхронизма. Каждому импульсу соответствует прием искаженного синхросигнала с вероятностью $p_{ис}$. Для этого случая

$$M(t_{уд})_{п} = \frac{1}{1-p_{ис}} \left(\frac{1}{p_{ис}} - 1 \right) T_{ц}, \quad (5.8)$$

где $p_{ис} = 1 - (1 - p_{и})^{d_{ис}}$.

Поскольку $M(t_{в}) / [M(t_{в}) + M(t_{уд})_{п}] \approx M(t_{в}) / M(t_{в})$, а также с учетом того, что при $p_{и} \ll 1$, $p_{ис} = d_{ис} p_{и}$, из (5.7) получим

$$r_1 \geq A \left| \frac{\lg(10^{-2} \dots 10^{-3}) p_{и} T_{ц} / d_{ис} M(t_{в})}{\lg p_{б}} \right|,$$

где $A|x|$ – округленное до большего целого значения x . Так, при $T_{ц} / M(t_{в}) < 5 \cdot 10^{-2}$ и $d_{ис} = 8$ получаем $r_1 = 3$.

Для выполнения второго условия необходимо по интегральной функции распределения времени восстановления синхронизма в ЦСП n -го порядка определить такое значение времени восстановления синхронизма $t_{в}^{(n)}$, вероятность превышения которого составляет $10^{-2} \dots 10^{-3}$. Для этого случая

$$r_1 \geq A \left| t_{в}^{(n)} / T_{ц}^{(n-1)} \right|, \quad (5.9)$$

где $T_{ц}^{(n-1)}$ – следования синхросигнала в ЦСП $(n-1)$ -го порядка.

Как правило, для выполнения условия (5.9) требуется большее значение коэффициента накопления, чем для реализации условия (5.7). Обычно $r_1 = 4 \dots 6$.

При использовании адаптивного приемника синхросигнала условие (5.7) имеет еще меньшее значение, поскольку сбой синхронизации из-за воздействия помех происходит в данном случае после r_1 следующих подряд искажений синхросигнала и формирования к этому моменту r_2 ложных синхрогрупп.

Среднее время удлинения процесса восстановления синхронизма за счет включения накопителя по выходу из синхронизма определяется выражением, аналогичным (5.8) и отличающимся тем, что появление 1 на входе накопителя происходит при отсутствии ложного синхронизма, вероятность чего равна $1-1/2^{d_{\text{лс}}}$.

Тогда

$$M(t_{\text{н.вых}}) = 2^{d_{\text{лс}}} \left[\frac{1}{(1-1/2^{d_{\text{лс}}})^i} \right] T_{\text{ц}}. \quad (5.10)$$

Обычно цикловой синхросигнал не защищается от искажений, поэтому искажение любого его символа равносильно полному искажению всего сигнала.

Решение о переходе от режима поиска синхронизма к режиму его удержания принимается только после r_2 следующих подряд повторений синхросигнала на анализируемых позициях, после чего по сигналу из накопителя по входу в синхронизм накопитель по выходу из синхронизма переходит в нулевое состояние. С уменьшением коэффициента накопления по входу в синхронизм возрастает вероятность перехода в режим удержания состояния ложного синхронизма. В то же время с увеличением коэффициента накопления возрастает вероятность того, что после обнаружения состояния синхронизма первое же искажение синхросигнала вызовет начало процесса поиска синхронизма. Поэтому выбор коэффициента накопления по входу в синхронизм заключается в минимизации времени восстановления синхронизма.

Обычно коэффициент накопления по входу в синхронизм выбирается равным 2...3. При таком коэффициенте обеспечиваются достаточно малые вероятности как повторного поиска состояния синхронизма, так и ложной фиксации состояния синхронизма.

Вопросы для самоконтроля

1. Назовите основные виды синхронизации в ЦСП ИКМ-ВРК и их назначение.
2. Основные требования, предъявляемые к системам синхронизации, и их физическая сущность.
3. Способы организации тактовой синхронизации.
4. Сущность пассивной фильтрации тактовой частоты.
5. Сущность активной фильтрации тактовой частоты.
6. Структурная схема выделителя тактовой частоты и временные диаграммы его работы.
7. Фазовые дрожания, причины их возникновения, их оценка и влияние на качество передачи различных сообщений.

8. Проскальзывания, причины их возникновения и влияние на качество передачи различных сообщений.
9. Принципы нормирования количества проскальзываний.
10. Необходимость тактовой сетевой синхронизации.
11. Принципы построения тактовой синхронизации.
12. Требования к источникам сигналов тактовой синхронизации, их классификация.
13. Обобщенная схема передачи сигналов тактовой синхронизации в сети синхронной цифровой иерархии.
14. Причины нарушения цикловой синхронизации оконечных станций ЦСП ИКМ-ВРК и их влияние на качество передачи различных сообщений.
15. Основные блоки системы цикловой синхронизации и требования к ним.
16. Синхросигналы цикловой синхронизации (ЦС) и их основные параметры.
17. Классификация синхросигналов ЦС и способы их передачи.
18. Основные характеристики приемников синхросигналов ЦС и их классификация.
19. Алгоритм функционирования приемника синхросигнала ЦС с задержкой контроля и одноразрядным сдвигом.
20. Алгоритм функционирования приемника синхросигнала ЦС со скользящим поиском и одноразрядным сдвигом.
21. Алгоритм функционирования неадаптивного приемника синхросигнала ЦС.
22. Алгоритм функционирования адаптивного к вероятности ошибки приемника синхросигнала ЦС.
23. Алгоритм функционирования полностью адаптивного приемника синхросигнала ЦС.
24. Основные принципы определения структуры синхросигнала ЦС.
25. Основные принципы определения емкости накопителей по выходу из синхронизма и по входу в синхронизм приемника синхросигнала ЦС.

Глава 6. Линейный тракт цифровых систем передачи по электрическим кабелям

6.1. Основные понятия и определения. Структура линейного тракта и его основные параметры

Совокупность технических средств, обеспечивающих передачу сигнала электросвязи в пределах одной цифровой системы передачи с импульсно-кодовой модуляцией и временным разделением каналов (ЦСП ИКМ-ВРК) со скоростью, определяемой номинальным числом основных цифровых каналов (ОЦК), называется *линейным трактом цифровой системы передачи* (далее *цифровой линейный тракт ЦЛТ*)

Групповой цифровой сигнал, сформированный каналобразующим оборудованием ЦСП, может передаваться по электрическим (как симметричным, так и коаксиальным) и волоконно-оптическим кабелям, радиорелейным и спутниковым линиям передачи. Цифровой линейный тракт по электрическим и оптическим кабелям строится по структурной схеме, показанной на рис. 6.1.

Он содержит передающее и приемное оборудование оконечных пунктов *ОЛТ-ОП*, участки направляющей среды (НС) и *линейные регенераторы* (РЛ), размещаемые в регенерационных пунктах (РП), которые могут быть не обслуживаемыми *НРП* и обслуживаемыми *ОРП*. Электропитание *НРП* осуществляется дистанционно с *ОРП*, которые, кроме того, обеспечивают контроль основных параметров ЦЛТ и состояния оборудования *НРП*. В этой главе рассматривается линейный тракт по симметричным и коаксиальным кабелям. Оптические линейные тракты будут рассмотрены в следующей главе.

Расстояние между *НРП* l_{py} называется *регенерационным участком* (РУ), расстояние между *ОРП* называется *секцией дистанционного питания* или (реже) *секцией обслуживания*.

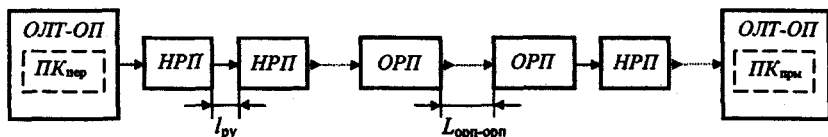


Рис. 6.1. Структурная схема цифрового линейного тракта

Для формирования с помощью преобразователя кода передачи ПК_{пер} линейного цифрового сигнала (ЛЦС) на передающей оконечной станции и обратного преобразования с помощью преобразователя кода приема ПК_{прм} на приемной оконечной станции предназначено ОЛТ–ОП.

Регенераторы служат для восстановления первоначальной формы импульсов, их амплитуды, длительности и временных положений, которые претерпевают ослабление (затухание), различного вида искажения и воздействие помех. Источниками искажений формы импульсов ЛЦС являются кабельные линии и устройства согласования (УС) входного сопротивления станционного оборудования (ОП, НРП, ОРП) и волнового сопротивления кабельной пары.

Регенерационный участок можно представить в виде линейного четырехполюсника, амплитудно-частотная (АЧХ) и фазо-частотная (ФЧХ) характеристики которого в основном определяются параметрами передачи кабеля и УС. Затухание кабеля растет с увеличением частоты, что неизбежно приводит к ограничению и искажению энергетического спектра ЛЦС сверху. Однако полоса пропускания каждого РУ ограничивается не только сверху, но и снизу. Ограничение полосы снизу объясняется, в частности, тем, что в структуру регенерационного участка входят трансформаторы, служащие для перехода от неуравновешенных (несимметричных) относительно земли входных зажимов аппаратуры оконечных станций и регенераторов к симметричным кабельным парам. Эти трансформаторы не пропускают постоянную составляющую и ослабляют низкочастотные составляющие энергетического спектра ЛЦС.

Цифровой ИКМ сигнал $c(t)$ на выходе ОЛТ–ОП представляет случайную последовательность однополярных импульсов постоянной амплитуды и длительности и пробелов (нулей) также постоянной длительности (рис. 6.2,а). Энергетический спектр такого сигнала при одинаковых априорных вероятностях появления единиц и нулей в любом разряде кодовой группы и независимости отдельных символов друг от друга, может быть представлен в форме

$$G(\omega) = \frac{2}{T} \tau_n^2 [S(\omega\tau_n)]^2 \left[\sigma_0^2 + a_0^2 \frac{2\pi}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega) - \frac{2\pi k}{T} \right], \quad (6.1)$$

где T – период следования импульсов для случая периодической последовательности; τ_n – длительность импульса; $S(\omega\tau_n)$ – модуль спектральной плотности одиночного импульса, определяющий форму непрерывной части энергетического спектра и огибающей его дискретной части; a_0 – среднее значение амплитуды импульса и их дисперсия σ_0^2 . Энергетический спектр $G(\omega)$ последовательности прямоугольных импульсов представлен на рис. 6.2,б.

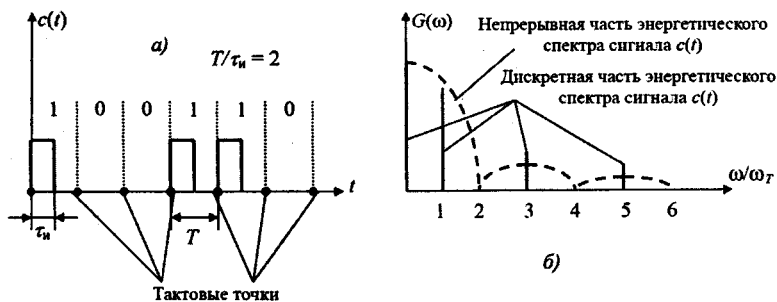


Рис. 6.2. Энергетический спектр цифрового ИКМ сигнала

Из этого рисунка следует, что дискретная часть спектра содержит постоянную составляющую и нечетные гармоники тактовой частоты ω_T . Первая гармоника может быть выделена узкополосным фильтром и использована для тактовой синхронизации. При этом непрерывная часть спектра, попадающая в полосу пропускания неточно настроенного фильтра, является помехой в канале выделения тактовой частоты и вызывает фазовые дрожания синхронизирующего напряжения.

Недостатки такого сигнала: 1) относительно большая мощность высокочастотных составляющих дискретной и непрерывной частей энергетического спектра; 2) большой удельный вес низкочастотных составляющих непрерывной части.

Явления, происходящие в ЦЛТ из-за ограничения полосы частот снизу и сверху, по своей физической сущности одинаковы с переходными влияниями в групповом АИМ тракте (гл. 1, п. 1.2). Различие состоит в том, что в групповом АИМ тракте имеют место переходные влияния между различными каналами системы, а в ЦЛТ влияют друг на друга импульсы линейного цифрового сигнала, принадлежащие к кодовым группам одного или разных каналов. Такие переходные влияния называются межсимвольными искажениями. Межсимвольные искажения, обусловленные ограничением полосы частот ЦЛТ сверху, называются *межсимвольными искажениями 1-го рода*. Наиболее сильно влияют друг на друга символы, расположенные в соседних тактовых интервалах. Воздействие двух импульсов друг на друга приводит, в частности, к тому, что амплитуды этих импульсов получают некоторые случайные приращения; случайным образом изменяются моменты появления импульсов (фазовые дрожания), что вызывает дополнительные помехи в канале выделения тактовой частоты и ухудшает работу системы тактовой синхронизации. Влияние импульсов на пробелы (нули) приводит к тому, что в моменты стробирования бесто-

ковых посылок (нулей) напряжение на выходе решающего устройства отличается от нуля и помехоустойчивость регенератора снижается.

Межсимвольные искажения, обусловленные ограничением полосы частот ЦЛТ снизу, называются *межсимвольными искажениями 2-го рода*. Ограничение полосы частот снизу приводит к подавлению постоянной и низкочастотной составляющих цифрового сигнала и образованию хвостов переходного процесса. Суммарное напряжение хвостов всех предыдущих импульсов воздействует на каждый последующий импульс, изменяя случайным образом его амплитуду. Превышение мгновенного значения сигнала над порогом срабатывания уменьшается, что приводит к снижению помехоустойчивости регенератора.

Помимо передачи цифрового сигнала, содержащего низкочастотные составляющие, по парам кабеля необходимо передавать постоянный ток дистанционного питания (ДП) НРП, а это приводит к проблеме разделения постоянной составляющей цифрового сигнала и тока ДП в НРП.

Нелинейность фазо-частотной характеристики ЦЛТ также приводит к нежелательным явлениям. Случайные отклонения группового времени прохождения от постоянной величины, вызванные, например, отражениями от стыков различающихся по волновому сопротивлению строительных длин кабеля, несогласованным подключением кабеля ко входу (выходу) аппаратуры оконечных и промежуточных регенерационных пунктов, приводят к появлению в тракте паразитных импульсных последовательностей, опережающих основной сигнал или отстающих от него. Наложение отраженных сигналов на основные также способствует увеличению вероятности ошибки при регенерации ЦЛС.

Естественно, что ИКМ сигналы (рис. 6.2) не могут быть использованы для передачи по линейному тракту, представляющему собой полосовой фильтр с граничными частотами $f_{гн}$ и $f_{гв}$, без существенных межсимвольных искажений и ошибок. Для уменьшения искажений необходимо изменить структуру ИКМ сигнала в соответствии с особенностями конкретного ЦЛТ и типа кабеля. Для этого ОЛТ–ОП содержат преобразователи кода передачи (ПК_{пер}) и приема (ПК_{прм}). Первый предназначен для преобразования входного ИКМ сигнала в такой сигнал, энергетический спектр которого был бы максимально согласован с параметрами передачи ЦЛТ, и, прежде всего, с частотной характеристикой затухания регенерационного участка, т. е. должен максимально возможно укладываться в полосу частот $f_{гн} \dots f_{гв}$. ПК_{прм} предназначен для обратных преобразований. Можно сказать, что ПК_{пер} и ПК_{прм} выполняют операции *линейного кодирования* с целью формирования *линейного цифрового сигнала* (ЛЦС) с использованием соответствующих *линейных кодов* и *линейного декодирования* соответственно.

Основными параметрами ЦЛТ, определяющими качество передачи ЛЦС, являются:

1) коэффициент ошибок $K_{\text{ош}}$, равный отношению числа ошибочно регенерированных символов к общему числу переданных;

2) фазовые дрожания, определяемые отношением отклонения временного положения регенерированных символов от тактовых точек к длительности тактового интервала T (рис. 6.2,а).

Отметим, что при теоретических расчетах и оценках определяется вероятность ошибки $p_{\text{ош}}$, а не $K_{\text{ош}}$.

6.2. Линейные коды

Линейный цифровой сигнал (ЛЦС), формируемый на основе линейного кода, должен отвечать следующим требованиям.

1. Энергетический спектр ЛЦС должен быть сосредоточен в относительно узкой полосе частот, не содержать постоянную составляющую и содержать значительно ослабленные низкочастотные и высокочастотные составляющие. Выполнение этих условий позволит уменьшить межсимвольные искажения, обусловленные ограничением полосы частот линейного спектра как в области верхних, так и в области нижних частот. Это приведет либо к увеличению длины регенерационного участка, либо при заданной длине регенерационного участка – к повышению достоверности передачи.

2. Структура ЛЦС должна быть такой, чтобы можно было просто и надежно выделить тактовую частоту в каждом линейном регенераторе и на оконечной станции.

3. Должна быть обеспечена возможность постоянного и достаточно простого контроля коэффициента ошибок в линейном тракте без прерыва связи.

4. Уменьшения при необходимости тактовой частоты передаваемого сигнала по сравнению с ИКМ сигналом.

5. Используемые линейные коды не должны приводить к существенному размножению ошибок и иметь достаточно простую аппаратную реализацию.

Для минимизации постоянной составляющей в спектре ЛЦС необходимо, чтобы на любом интервале времени T_n алгебраическая сумма последовательных значений появляющихся за это время символов линейного кода (цифровая сумма) была минимальной, т. е.

$$Z = \sum_{i=T_0}^{T_n} (a_i) \rightarrow \min, \quad (6.2)$$

где (a_i) – i -е значение символа в момент времени t . Очевидно, что для выполнения указанного требования в коде примерно с одинаковой вероятностью должны появляться импульсы противоположной полярности.

Поскольку на вероятность появления двоичных символов ИКМ сигнала практически не могут быть наложены ограничивающие условия, то для удовлетворения отмеченным требованиям линейный код должен обладать некоторой избыточностью. Избыточность в ЛЦС можно, например, получить, если при формировании линейного кода использовать число уровней сигнала больше двух. При n -уровневом линейном коде число передаваемых состояний за единицу времени будет больше числа возможных состояний за то же время в двоичном коде, т.е. выполняется неравенство

$$n^q / T_n \geq 2^m / T_n \text{ или } q \log_2 n \geq m, \quad (6.3)$$

где q – число символов n -уровневого кода, используемых для передачи m символов двоичного кода за некоторое время T_n .

Очевидно, что при формировании линейного кода должно выполняться условие

$$T_2 m = T_n q, \quad (6.4)$$

где T_n и T_2 – длительности символов n -уровневого и двоичного кода соответственно.

С учетом (6.3) и (6.4) нетрудно получить следующее соотношение между скоростью передачи в ЦЛТ $f_{тн}$ и скоростью передачи исходного ИКМ сигнала f_t :

$$f_{тн} = q f_t / m \geq f_t / \log_2 n. \quad (6.5)$$

Последнее выражение может быть записано также в следующем виде

$$f_{тн} = (1 + r) f_t / \log_2 n, \quad (6.6)$$

где r – избыточность линейного кода.

В свою очередь, избыточность линейного кода в случае необходимости может быть оценена с помощью соотношения, вытекающего из (6.5) и (6.6)

$$r = \frac{q}{m} \log_2 n - 1. \quad (6.7)$$

С целью повышения стабильности признаков тактовой частоты для большинства двоичных ИКМ сигналов требуется дополнительное преобразование ИКМ сигнала путем изменения его статистических свойств. Если изменение статистических свойств исходного ИКМ сигнала происходит при некоторых определенных условиях (например, заданном коли-

честве подряд следующих 0), то в результате формируются так называемые *неалфавитные коды*.

Если же статистические свойства исходного ИКМ сигнала изменяются путем деления на группы с постоянным числом тактовых интервалов и последующего преобразования этих групп по определенному алфавиту в группы символов кода с другим основанием (больше двух), и, как правило, с новым количеством тактовых интервалов, то в результате формируются *алфавитные коды*.

Для линейных трактов ЦСП, использующих электрические кабели, основные типы кодов и соответствующие им линейные цифровые сигналы показаны на рис. 6.3.

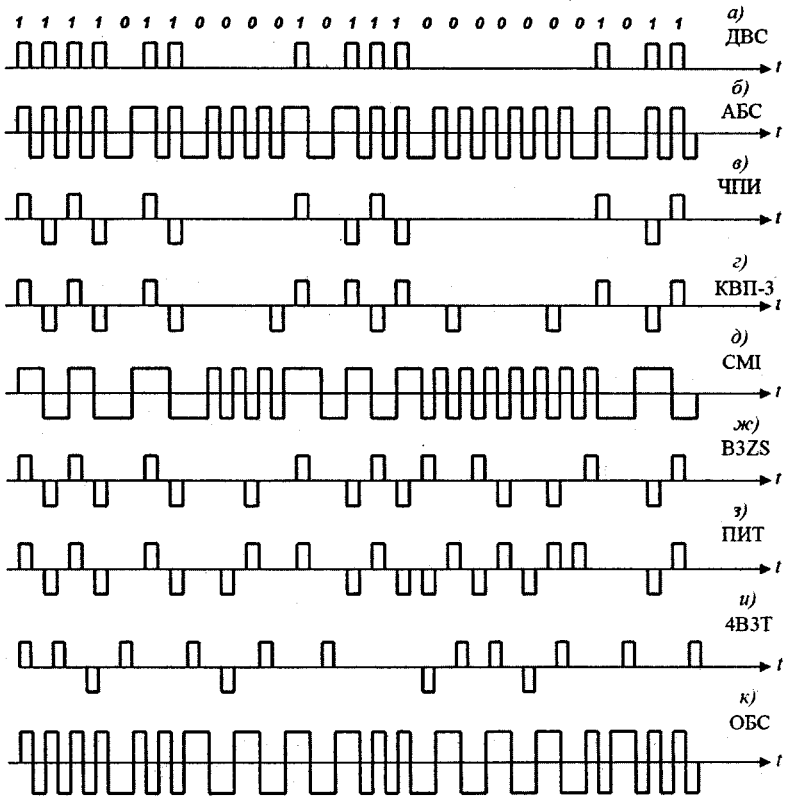


Рис. 6.3. Линейные коды цифровых систем передачи по электрическим кабелям

На рис. 6.3,а приведена случайная реализация цифрового ИКМ сигнала на выходе формирователя или оборудования временного группообразования (мультиплексирования).

Этот двоичный (ДВС) сигнал представляет случайную однополярную последовательность символов 1 и 0, энергетический спектр которой описывается выражением (6.1).

На рис. 6.3,б представлен абсолютный бимпульсный сигнал (АБС). При формировании кода АБС вместо каждой единичной посылки исходного ДВС длительностью τ_n передается двухполярная посылка вида (+/-) длительностью $2\tau_n$, а вместо каждой нулевой посылки исходного ДВС передается двухполярная посылка вида (-/+) длительностью также $2\tau_n$. Сигналы вида (+/-) и (-/+) называются *бимпульсными* и обладают важными достоинствами: высокая помехозащищенность, простота преобразования двоичного сигнала в бимпульсный, возможность выделения тактовой частоты вне зависимости от статистических свойств исходного ДВС, возможность использования пороговых устройств в линейных регенераторах с пороговым напряжением, равным нулю. Однако частота следования бимпульсного сигнала практически приводит к увеличению вдвое тактовой частоты ЛЦС.

В АБС символ, соответствующий 1, является негативной копией сигнала, представляющего 0. Однако во многих средах передачи может оказаться невозможным определение абсолютной полярности или эталона абсолютной фазы. Следовательно, преобразователь кода приема (ПК_{прм}) может представить все единицы нулями, а все нули – единицами.

Для устранения этого недостатка используется *относительный бимпульсный код* (ОБС) (рис. 6.3,к), в котором 1 кодируется изменением предыдущего состояния, а 0 – сохранением состояния. Таким образом, при линейном декодировании такого ЛЦС в ПК_{прм} абсолютный эталон фазы

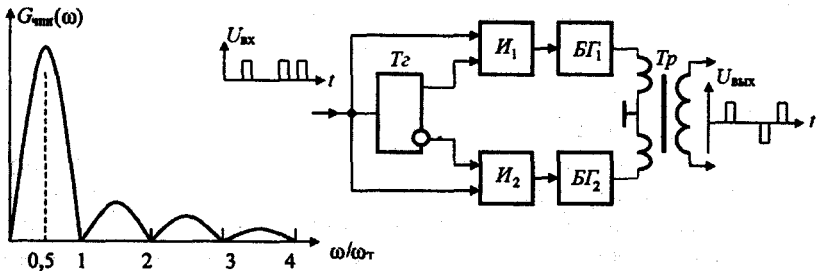


Рис. 6.4. К формированию кода ЧПИ

не требуется. При обратном преобразовании просто определяется состояние сигнала в предыдущем интервале: если произошло изменение, то фиксируется 1, в противном случае фиксируется 0.

В ЦСП значительное распространение получили *алфавитные коды* типа $nBkM$, где n – число символов в кодируемой двоичной группе; B (Binary) указывает, что в исходной последовательности используется двоичное основание счисления (рис. 6.3,а); k – число символов в группе линейного кода; M – буква, отражающая кодовое основание счисления линейного кода, например: T – третичная (Тернарна), Q – четверичная (Quaternarna) и т.д. Наиболее простым из этого вида кодов является код вида $1B1T$ (для которого $n = 1$, $k = 1$ и $M = 3$, т.е. один символ двоичного кода преобразуется в один символ троичного кода). Такой простейший алфавитный код называется кодом с чередованием полярности импульсов – ЧПИ (или Alternate Mark Inversion – АМІ), двоичный код с изменением полярности сигнала на каждой единице, нуль передается отсутствием сигнала. В результате формируется двухполярный трехуровневый или *квзитроичный* код и соответствующий ему ЛЦС.

Преобразование исходной двоичной последовательности (рис. 6.3,а) в квазитроичный код типа ЧПИ приведено на рис. 6.3,в. Как следует из этого рисунка, нули исходной двоичной последовательности преобразованию не подвергаются, а единичные посылки меняют полярность на обратную по отношению к предыдущей единичной посылке. Любая ошибка, появившаяся при передаче (формирование положительного или отрицательного импульса вместо нуля, изменение полярности импульса, формирование пробела вместо кодового импульса), вызывает нарушение закона чередования полярности импульсов, что может быть легко обнаружено. Благодаря указанному принципу преобразования в энергетическом спектре ЛЦС исключается постоянная составляющая. При этом цифровая сумма Z , определяемая выражением (6.2), не будет выходить за пределы $+0,5$ и $-0,5$ амплитуды импульсов.

Энергетический спектр сигнала ЧПИ при равной вероятности появления 1 и 0 в исходном ДВС определяется по формуле

$$G_{\text{чпи}}(\omega) = 4G(\omega) \sin^2(\omega T/2), \quad (6.8)$$

где $G(\omega)$ – энергетический спектр (6.1) исходного ДВС (рис. 6.3,а)

Анализ формулы (6.8) показывает, что у квазитроичного сигнала отсутствует не только постоянная составляющая, но и вообще вся дискретная часть спектра, а энергия его непрерывной части сконцентрирована в области частот, близких к половине тактовой частоты $f_s/2$ (рис. 6.4,а). Преобразование исходного ДВС в квазитроичный код с ЧПИ осуществляется в преобразователе кода, схема которого (схема Баркера) приведена на рис. 6.4,б.

Триггер T_2 , на счетный вход которого поступает ДВС, при поступлении очередной 1 меняет свое состояние на обратное. Выходы триггера соединены с входами логических элементов I_1 и I_2 ; на вторые входы этих схем подается исходный ДВС. Переключения триггера приводят к тому, что схемы I открываются поочередно.

В соответствии с их состоянием происходит запуск соответствующих блокинг-генераторов ($БГ_1$ или $БГ_2$), находящихся в ждущем режиме. Блокинг-генераторы формируют импульсы с заданными параметрами, а благодаря использованию выходного трансформатора (Tr) со средней точкой полярность выходных импульсов, поступающих от каждого плеча схемы, оказывается различной, т.е. создается квазитроичный сигнал с ЧПИ. Для обратного преобразования сигнала с ЧПИ в ДВС необходима схема, эквивалентная *двухполупериодному выпрямителю*.

Другой вариант преобразования ДВС в сигнал с ЧПИ представлен на рис. 6.5.

Работа схемы поясняется временными диаграммами (рис. 6.6). Исходный ДВС (рис. 6.6,а) поступает на сумматор по модулю 2 ($mod\ 2$). На другой вход сумматора поступает сигнал, прошедший через линию задержки $ЛЗ_1$ и задержанный на один тактовый интервал T (рис. 6.6,в). Сигнал с выхода сумматора (рис. 6.6,б) поступает на вычитающее устройство ($ВУ$). Этот же сигнал, задержанный линией задержки $ЛЗ_2$ на интервал T (рис. 6.6,з), поступает на другой вход $ВУ$.

На выходе $ВУ$ формируется квазитроичный сигнал в коде ЧПИ (рис. 6.6,д). Достоинством кода ЧПИ является простота его формирования на передаче и декодирования на приеме. Энергетический спектр кода ЧПИ не содержит постоянной составляющей, и концентрация основной энергии происходит в области полутаковой частоты ($0,5 f_T$) исходной двоичной последовательности (рис. 6.4,а).

Избыточность кода ЧПИ определим по формуле (6.7), имея в виду, что

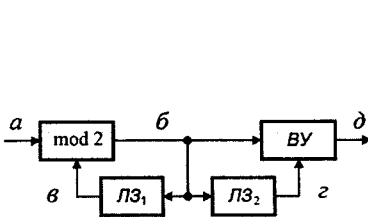


Рис. 6.5. Формирователь кода ЧПИ с использованием линий задержки

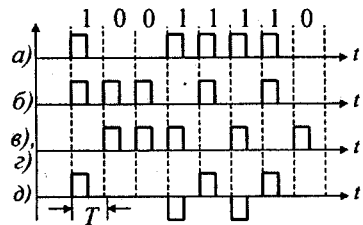


Рис. 6.6. Временные диаграммы работы схемы рис. 6.5

один символ исходного двоичного кода преобразуется в один символ квазитрочного или трехуровневого кода ($n = 3$), т.е. $m = 1$ и $q = 1$. Подставив в (6.7) значения величин $n = 3$, $q = 1$, $m = 1$ для кода ЧПИ, получим избыточность $r = (1/1)\log_2 3 - 1 = 1,58 - 1 = 0,58$. Указанная избыточность достаточно велика и поэтому допускает большую свободу в выборе принципов построения линейных кодов, удовлетворяющих вышеперечисленным требованиям к ЛЦС.

Код ЧПИ (вырожденный алфавитный код вида 1В1Т) имеет высокую избыточность, но основным его недостатком является трудность выделения тактовой частоты (необходимой для обеспечения устойчивой работы регенераторов – устройства выделения тактовой частоты) при длинных сериях нулей (пробелов) в исходной двоичной последовательности. Поэтому в линейном цифровом сигнале длинные серии нулей (пробелов) недопустимы.

От вышеуказанных недостатков в некоторой степени свободны модифицированные коды ЧПИ (МЧПИ), также называемые кодами с высокой плотностью единиц порядка N (КВП- N) или $HDB-N$ (High Density Bipolar of order N), в которых повышена вероятность формирования импульсов по сравнению с исходным двоичным сигналом.

В кодах $HDB-N$ (КВП- N), где N – допустимое число следующих подряд нулей, каждая группа из $N+1$ последовательных нулей заменяется группой символов той же длины вида $В0...0V$ или $0...0V$, где $В$ – импульс, сохраняющий правило кодирования ЧПИ, V – импульс, нарушающий это правило. На приеме во время восстановления исходного сигнала замещающая комбинация обнаруживается при анализе структуры линейного сигнала и заменяется соответствующим числом пробелов. Среди кодов $HDB-N$ (КВП- N) наибольшее распространение получил код $HDB-3$ (КВП-3), рис. 6.3,з. Принцип построения кода $HDB-3$ такой же, как и кода с ЧПИ, до тех пор, пока между единицами исходного ДВС не появляется более трех, следующих подряд нулей. В случае, если в двоичном коде появляется четыре или более нулей, каждая комбинация из четырех последовательных нулей заменяется последовательностями, приведенными в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Двоичный код	Код HDB-3	Условия выбора замещающей последовательности
0000	000V	Если за предыдущим символом V появилось нечетное число символов В
	В00V	Если за предыдущим символом V появилось четное число символов В

В табл. 6.1 (и ранее) через V обозначается символ, полярность которого повторяет полярность предыдущего символа B , полярность которого изменяется по закону кода ЧПИ. Использование двух замещающих последовательностей обеспечивает чередование полярности символов V , появляющихся в различных местах ЛЦС, что, в свою очередь, позволяет устранить влияние этих символов на среднее значение, которое так же, как и у кода ЧПИ, оказывается равным нулю. Однако цифровая сумма кода $HDB-3$ (6.2) из-за введения символов V оказывается большим, чем для кода с ЧПИ, и может составлять $2(+1/2)$ или $2(-1/2)$.

При использовании кода $HDB-3$ существенно сокращается диапазон изменения вероятности появления единичных символов в ЛЦС, который ограничивается пределами $0,25 \leq p(1) \leq 1$, в то время как в коде с ЧПИ эта вероятность практически может уменьшаться до нуля. Следовательно, при использовании кода $HDB-3$ существенно улучшаются условия работы устройств выделения тактовой частоты. Энергетический спектр кода $HDB-3$ подобен энергетическому спектру кода ЧПИ.

В коде $HDB-3$ также возможен контроль ошибок, возникающих при передаче ЦЛС по линейному тракту, путем проверки таких нарушений V , которые оказываются нескомпенсированными. При этом следует иметь в виду, что ошибки, возникающие в ЦЛТ, могут привести к *размножению ошибок* в процессе обратного преобразования. Например, если в процессе передачи по ЦЛТ последовательность символов $+1\ 0\ -1\ +1$ трансформируется в последовательность $+100\ +1$, то на приеме она будет воспринята как комбинация вида $B00V$ и заменена двоичной комбинацией 0000 , т. е. вместо одной ошибки появится три. Среднее значение коэффициента размножения ошибок оказывается равным 1,2.

Код $HDB-3$ является основным в первичной, вторичной и третичной ЦСП ИКМ-ВРК, работающих по металлическим кабелям. Кроме того, он широко применяется как стыковой код в оконечной аппаратуре при соединении разных иерархических структур.

Для формирования кода $HDB-3$ требуется некоторое усложнение схем (рис. 6.4,б и 6.5), вызванное необходимостью контроля за количеством нулей между единицами ДВС и формированием выходных символов V , нарушающих правило чередования полярности импульсов.

Разновидностью кодов МЧПИ являются коды вида $B3ZS$ (Bipolar With 3 Zero Substitution) – биполярный код с подстановкой альтернативных блоков $00V$ или $B0V$ – аналог кода $HDB-2$ (КВП-2), рис. 6.3. Выбор одной из указанных комбинаций ($B0V$ или $00V$) выполняется с таким расчетом, чтобы число импульсов вида B между соседними импульсами вида V было нечетным.

В ЦСП находит применение код вида *СМІ* (Coding Mark Inversion), рис. 6.3,д, где каждой единице исходной двоичной последовательности ставится в соответствие комбинация вида $+/+$ (на интервале символа) или $-/-$ и происходит их чередование, а каждому нулю исходной последовательности соответствует комбинация $-/+$ (на интервале символа).

На рис. 6.3,з приведен так называемый парно-избирательный троичный (ПИТ) код, где символы передаваемой двоичной последовательности группируются попарно и преобразуются в троичный сигнал в соответствии с табл. 6.2 кодирования.

Таблица 6.2

Двоичный код	Код ПИТ	Условия выбора заменяющей последовательности
00	- +	Условий выбора нет
01	+ 0	Если предыдущая пара 01 или 10 ДВС была представлена комбинациями вида - 0 или 0 -
	- 0	Если предыдущая пара 01 или 10 ДВС была представлена комбинациями вида + 0 или 0 +
10	0 -	
		0 +
11	+ -	Условий выбора нет

Смена кодовых групп при замещении двоичных пар 01 и 10 исходной последовательности производится попеременно так, чтобы было обеспечено равенство числа положительных и отрицательных импульсов третичной последовательности. Отметим, что имеется несколько модификаций кода ПИТ. Выбор одной из них определяется требованиями устранения постоянной составляющей из спектра линейного цифрового сигнала и сокращения числа подряд следующих нулей до двух. При декодировании линейного цифрового сигнала в коде ПИТ преобразователь кода приема (ПК_{прм}) должен обнаружить правильность принятых пар линейного кода. Неправильной считается фаза, в которой появляются пары ++ или --.

Энергетический спектр ЛЦС на основе кода ПИТ близок к энергетическому коду сигнала с ЧПИ. Это означает, что максимум энергии находится в середине полосы, и с этой точки зрения линейные тракты для кода ПИТ (а также *HDB-3* и *B3ZS*) не отличаются по величине достижимого отношения сигнал-шум (ОСШ). Недостатком рассмотренного типа ЦЛС является необходимость синхронизации по парам символов исходного ДВС.

При передаче цифровых сигналов с более высокими скоростями относительно широкое распространение получили алфавитные коды типа $mBqT$, где m – число символов исходной двоичной (бинарной) последовательности замещаются q – числом символов троичного кода, позволяющих улучшить ОСШ. Наибольшее внимание уделяется кодам типа 4В3Т (рис. 6.3,а). Скорость передачи при использовании такого кода (6.5) равна

$$C = f_{\text{тр}} = (q/m)f_{\text{г}} = 0,75f_{\text{г}},$$

т.е. меньше скорости передачи кодов типа 1В1Т (коды ЧПИ, *HDB-3*, ПИТ); при этом снижается затухание кабеля на тактовой частоте $f_{\text{тр}}$, что позволяет увеличить ОСШ либо увеличить длину регенерационного участка.

Избыточность таких кодов согласно (6.7) равна

$$r = \frac{q}{m} \log_2 n - 1 = (3/4) \log_2 3 - 1 = 0,19.$$

Следовательно, имеются возможности наложения некоторых дополнительных условий на линейный код с целью приспособления его свойств к параметрам линейного тракта. В процессе формирования кодов типа $mBqT$ используется несколько вариантов алфавитов, выбор конкретного из них осуществляется на основе анализа числа предшествующих символов с учетом структуры исходной последовательности. Следовательно, одна и та же группа исходных двоичных символов может быть представлена различными группами кода 4В3Т. Выбор комбинаций выполняется по требованиям, аналогичным требованиям к коду типа ПИТ (табл. 6.3).

Таблица 6.3

Двоичный код	Последовательности кода 4В3Т			
	I	II	III	IV
0000	-++	-00	-++	-00
0001	-+0	-+0	-+0	-+0
0010	+ - 0	+ - 0	+ - 0	+ - 0
0011	-0+	-0+	-0+	-0+
0100	-0+	-0+	-0+	-0+
0101	+++	-+-	-+-	-+-

Двоичный код	Последовательности кода 4ВЗТ			
	I	II	III	IV
0110	+ 0 +	+ 0 +	- 0 -	- 0 -
0111	+ 0 -	+ 0 -	+ 0 -	+ 0 -
1000	0 ++	0 ++	-- 0	-- 0
1001	0 + 0	0 - 0	0 + 0	0 - 0
1010	+ - +	+ - +	+ - +	- - -
1011	+ + 0	+ + 0	0 + -	0 + -
1011	- + 0	- + 0	0 - -	0 - -
1100	0 0 +	- - +	0 0 +	- - +
1110	0 - +	0 - +	0 - +	0 - +
1111	+ + -	0 0 -	+ + -	0 0 -

Соответствующая последовательность квазитроичного кода выбирается таким образом, чтобы минимизировалась цифровая сумма. При этом счетчик, подсчитывающий текущее значение цифровой суммы, принимает решение о посылке в линию одной из последовательностей, приведенных в столбцах I, II, III и IV (табл. 6.3). Синхронизация процесса преобразования линейного кода в код ДВС в приемном оборудовании осуществляется путем контроля цифровой суммы и выявления последовательностей, не используемых при преобразовании на передаче, например 000.

Энергетический спектр кода 4ВЗТ представлен на рис. 6.7, из которого следует, что максимум спектра сосредоточен в середине полосы, как и для кодов ЧПИ, *HDB-3* или ПИТ. Однако следует обратить внимание, что для кода 4ВЗТ эта полоса на 25% уже.

Многоуровневые коды. В тех случаях, когда полоса линейного тракта ограничена, но необходимо увеличить скорость передачи информации, можно увеличить число уровней. В многоуровневой системе скорость передачи двоичных сигналов

$$C = (\log_2 L) / T,$$

где L – число уровней, из которых можно произвести выбор в каждом тактовом интервале.

Скорость передачи сигналов, численно равную $1/T$, часто называют *скоростью передачи символов* и измеряют в *бодах*. Среди специалистов в области передачи данных слово *бод* обычно принято использовать как синоним скорости передачи двоичных символов. Однако, строго говоря, скорость пере-

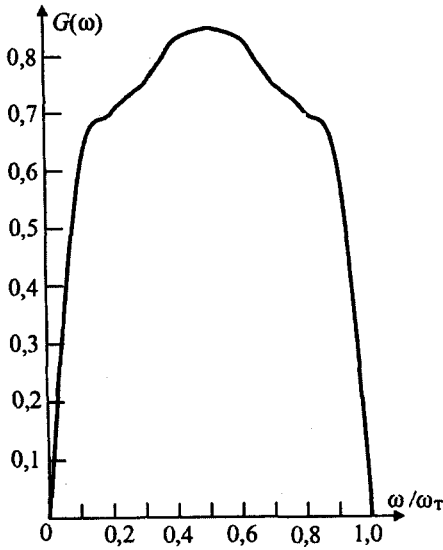


Рис. 6.7. Энергетический спектр кода 4ВЗТ

дачи двоичных символов равна скорости передачи в бодах только в том случае, когда осуществляется передача сигнала 1 бит на тактовый интервал.

На рис. 6.8. показан пример восьмиуровневого сигнала, при котором достигается передача трех битов на тактовый интервал (т.е. трех битов на бод).

Системы с передачей многоуровневых сигналов обеспечивают более высокую скорость передачи двоичных символов в пределах заданной полосы, но требуют существенного увеличения отношения сигнал-шум при

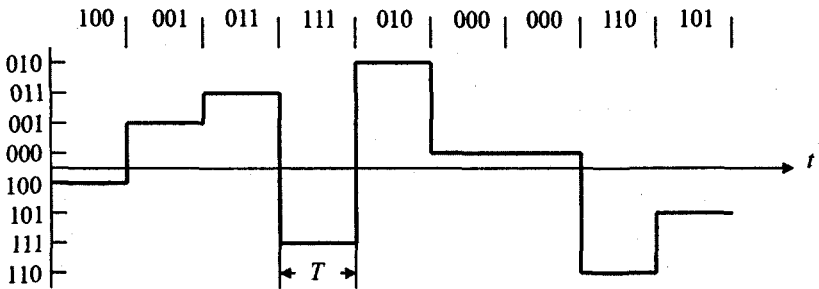


Рис. 6.8. Многоуровневая передача с тремя битами на тактовый интервал

заданной вероятности ошибок. Если передача многоуровневых сигналов использовалась бы в проводной линии, то для достижения требуемой вероятности ошибок потребовалось уменьшить длину участка регенерации. В то же время, чем ближе регенераторы расположены друг к другу, тем меньше затухание и, следовательно, может быть увеличена скорость передачи и двоичного сигнала. Таким образом, в проводной линии ограничивающим фактором по существу является затухание, а не полоса. Отсюда следует, что способы передачи многоуровневых сигналов наиболее привлекательны для радиосистем или передачи цифровой информации по аналоговой телефонной сети, где недопустимо превышение заданной полосы и в системах абонентского доступа – последней мили.

6.3. Скремблирование цифрового сигнала

Улучшение ЛЦС с целью упрощения устройств выделения тактовой частоты линейных регенераторов реализуется с помощью процесса, называемого *скремблированием*, т. е. использования пары преобразующих устройств: *скремблера* на передаче и *дескремблера* на приеме (рис. 6.9,а)

Скремблирование заключается в преобразовании исходного двоичного сигнала в сигнал, близкий к случайному, имеющему биномиальное распределение вероятностей появления (при равновероятном появлении символов 1 и 0), т. е. осуществляется рандомизация произвольного информационного сигнала.

В отличие от сигналов с произвольными статистическими параметрами, для которых вероятности появления символов и групп символов могут быть произвольными, в цифровом случайном (скремблированном) сигнале вероятность появления любой комбинации является не произвольной, а определяется в соответствии с биномиальным законом вероятностью появления одного символа и длиной серии.

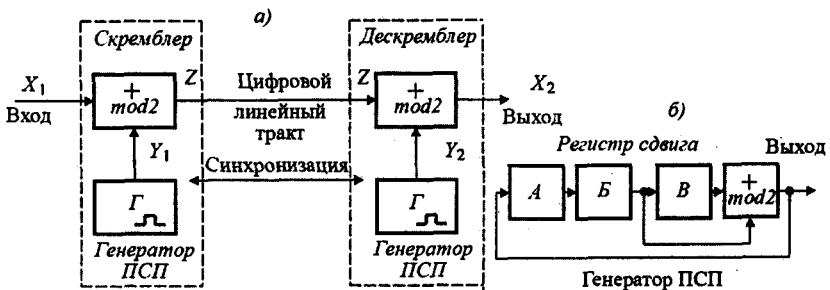


Рис. 6.9. Скремблер – дескремблер

Идея скремблирования основана на том, что, как показано в табл. 6.4, выполненное дважды сложение по модулю 2 передаваемого символа с некоторым другим символом не приводит к его изменению, однако в линию вместо последовательности X_1 передается последовательность Z , имеющая большее число единиц по сравнению с исходной последовательностью.

Таблица 6.4

X_1	Y_1	Z	Y_2	X_2
0	0	0	0	0
0	1	1	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	1	1

Основным элементом скремблера является генератор псевдослучайной последовательности (ПСП), схема которого приведена на рис. 6.9,б, а принцип действия иллюстрируется табл. 6.3.

Пусть в начальный момент времени (№ 1) имеет место состояние ячеек памяти A , B и B регистра сдвига 0, 0 и 1 соответственно, что можно записать как число $(001)_2 = (1)_{10}$ – единицу в двоичной и десятичной системах счисления. Выходной сигнал генератора ПСП равен $\text{mod}2(B, B) = \text{mod}2(0, 1) = 1$.

В процессе сдвига в регистре содержимое ячейки B пропадает, содержимое ячейки B перемещается в ячейку B , содержимое ячейки A перемещается в ячейку B , а в ячейку A записывается выходной сигнал, т. е. 1.

Состояние генератора в такте № 2 равно $(100)_2 = (4)_{10}$. Из табл. 6.5 видно, что состояние генератора за 7 тактов проходит полный цикл, содержащий все возможные комбинации, кроме (000). Количество таких комбинаций составляет $2^m - 1 = 7$, где $m = 3$ – число ячеек.

Таблица 6.5

№ такта	Содержимое ячеек			Число в десятичной системе счисления
	A	B	B	
1	0	0	1	1
2	1	0	0	4

№ такта	Содержимое ячеек			Число в десятичной системе счисления
	<i>A</i>	<i>B</i>	<i>B</i>	
3	0	1	0	2
4	1	0	1	5
5	1	1	0	6
6	1	1	1	7
7	0	1	1	3
8	0	0	1	1

Рассмотрим пример передачи цифровой последовательности X_1 , имеющий вид 10101010 при исходном состоянии генератора ПСП схемы рис. 6.9,б, равном $(001)_2$. Последовательность Z в линейном тракте образуется сложением по модулю 2 последовательности X_1 и выходного сигнала генератора ПСП (содержимое ячейки памяти A в течение тактов № 1...8). Итак, последовательность Z имеет вид 11110110. Структура последовательности неперiodична.

Восстановление дескремблером переданной последовательности на приеме производится по алгоритму $X_2 = \text{mod}2(Z, Y_2)$. Генераторы ПСП на передаче и приеме должны быть синхронизированы. Для этого применяются схемы генераторов с самосинхронизацией, недостатком которых является размножение ошибок, возникающих в цифровом линейном тракте.

К достоинствам скремблированного сигнала можно отнести:

- возможность достаточно точного расчета параметров выделителя тактовой частоты линейных регенераторов, так как может быть определена вероятность появления любой комбинации в линейном цифровом сигнале;
- универсальность, которая заключается в возможности сквозной передачи скремблированного сигнала по сети связи через любые цифровые тракты, так как скремблирование исходной двоичной последовательности осуществляется без преобразования его в другой вид, а выделение исходного сигнала производится только в приемном оборудовании оконечной станции;
- уменьшение влияния статистических параметров исходного сигнала на фазовые дрожания цифрового сигнала в линии;
- обеспечение возможности контроля качества передачи при нарушении чередования полярности импульсов при использовании скремблирования в сочетании с кодом ЧПИ.

Выбор ПСП, наиболее близкой к случайному цифровому сигналу, является достаточно сложной задачей. В качестве наиболее эффективных ПСП предлагается использовать M -последовательности периода $N = 2^n - 1$, образованные полиномами вида $x^{15} + x^{14} + 1$ ($n = 15$) или $x^{10} + x^9 + x^6 + 1$ ($n = 10$). Далее скремблированный сигнал, как новый ДВС, может быть преобразован в соответствующий код ЛЦС.

На выходе скремблера появляется новая импульсная последовательность, которая систематически связана с исходным ДВС, однако является как бы случайной, поскольку происходит разрушение длинных последовательностей 1 или 0, а также простых периодических последовательностей. Это, естественно, приводит к существенному уменьшению величины систематических фазовых дрожаний.

При установке на магистрали нескольких скремблеров возможно устранение также систематического накопления фазовых дрожаний. Отметим, однако, что если в последовательности, поступающей на вход дескремблера, появились ошибки, то при восстановлении сигнала могут возникнуть несколько ошибок.

Размножение ошибок при скремблировании несколько ограничивает область применения данного метода.

6.4. Регенерация цифрового сигнала

6.4.1. Принципы построения и классификации регенераторов

Линейный цифровой сигнал (ЛЦС), проходя по линии связи, испытывает ослабление, подвергается воздействию различного вида помех и искажений, что приводит к деформациям формы и длительности импульсов, уменьшению их амплитуды и случайным временным сдвигам и задержкам сигнала.

Напомним, что с целью снижения межсимвольных искажений форма импульса ЛЦС имеет плавные передний и задний фронты, обеспечивающие минимум последствий переходных процессов, обусловленных ограничениями полосы частот линейного тракта. Для передачи по кабельным линиям используются видеоимпульсы, описываемые, например, функцией вида $f(t) = U_m \cdot \exp(-\beta^2 t^2)$, называемые еще колокольными, или видеоимпульсы типа выпрямленной синусоиды.

Для устранения или уменьшения указанных деформаций ЛЦС в линейном тракте через определенные расстояния устанавливаются *линейные регенераторы* (ЛР), задача которых состоит в усилении сигналов, коррекции постоянных и переменных амплитудно-частотных искажений, восстановлении амплитуды, формы и длительности импульсов ЦЛС, а также

временных соотношений между соседними символами. Этот процесс называется *регенерацией* цифрового сигнала и позволяет очистить от помех и искажений сигнал, прошедший через участок линии связи – *регенерационный участок* (РУ) и восстановить его в такой форме, какую он имел на входе РУ. Процесс регенерации ЛЦС, в широком смысле, состоит в опознавании переданных символов на фоне помех, восстановлении в соответствии с опознанными символами формы, амплитуды и временного положения импульсов и пробелов и передачи их на вход следующего РУ. Опознавание символов ЛЦС осуществляется методом однократного отсчета, заключающегося в сравнении амплитуды регенерируемого сигнала с эталонным пороговым уровнем (порогом опознавания) в момент опознавания, априорно соответствующий наибольшей вероятности верного опознавания. Если в момент опознавания уровень сигнала превышает порог опознавания, то принимается решение о том, что на вход регенератора поступил импульс (единица), если не превышает – пробел (нуль). В процессе опознавания символа положительной полярности регенерируемый сигнал сравнивается с положительным пороговым напряжением (током), отрицательной полярности – с отрицательным пороговым напряжением (током).

Число РУ в линейном тракте может достигать нескольких десятков (и даже сотен). Отношение сигнал–помеха на выходе каждого ЛР практически одинаково, т. е. внешние аддитивные помехи и шумы (внутреннего и внешнего происхождения), не зависящие от сигнала, практически полностью подавляются в пределах одного РУ и вдоль всего линейного тракта ЦСП *не накапливаются*. В этом состоит основное отличие ЦСП от аналоговых систем передачи, в которых шумы и помехи усиливаются вместе с полезным сигналом, к этим шумам добавляются собственные шумы линейных усилителей и передаются от усилителя к усилителю. Происходит накопление помех и шумов, в результате чего отношение сигнал–помеха уменьшается.

Регенераторы видеоимпульсов, используемые в ЦСП ИКМ-ВРК, можно классифицировать по различным признакам:

- по способу синхронизации по тактовой частоте или получения *хронирующей* информации (далее будем использовать этот термин, как равноправный термину синхронизация по тактовой частоте информации);
- по способу использования хронирующей информации в процессе регенерации;
- по виду порогового и решающего устройства.

По способу получения хронирующей информации ЛР можно разделить на регенераторы с самохронированием (или с внутренней синхронизацией) и полным восстановлением временных интервалов и регенераторы с внешним хронированием (или внешней синхронизацией).

В регенераторах с самохронированием колебания тактовой частоты, необходимые для формирования последовательности стробирующих импульсов, выделяются непосредственно из спектра входного ЛЦС. Для выделения хронизирующего сигнала используются ранее рассмотренные устройства выделения тактовой частоты (УВТЧ) из спектра ЛЦС. При использовании регенераторов с внешним хронированием к цифровому сигналу примешивается синусоидальный хронизирующий сигнал. Этот сигнал может также передаваться по отдельной цепи.

Передача хронизирующего сигнала по специальной паре кабеля неэкономична. Кроме того, она сопряжена со значительными трудностями из-за возникающей необходимости точной коррекции фазовых характеристик хронизирующей и рабочей пары на каждом РУ с целью получения одинакового группового времени прохождения (ГВП) для частотных составляющих ЛЦС и хронизирующего сигнала. Если специальный хронизирующий сигнал передается по рабочей паре, то в каждом ЛР необходимо выполнить следующие операции: выделить этот сигнал узкополосными фильтрами; подавить (например, с помощью заграждающих фильтров) составляющие, близкие к тактовой частоте, на выходе ЛР; вновь замешать в линейный сигнал хронизирующее колебание. Такие устройства получаются достаточно сложными, но в последнее время в связи с проблемами тактовой сетевой синхронизации находят применение. Поэтому широкое применение получили ЛР с самохронированием с использованием различных способов построения УВТЧ.

Хронизирующая информация может быть получена как из входного ЛЦС (регенераторы прямого действия), так и из его выходного сигнала (регенераторы обратного действия). Недостатком регенератора обратного действия является наличие цепи обратной связи, что снижает устойчивость регенератора и повышает требования к стабильности и точности работы его узлов.

По способу использования хронизирующего сигнала для управления работой ЛР различают регенераторы с полным и частичным восстановлением временных соотношений (или, как иногда говорят, с полной или частичной регенерацией). В регенераторах с полным восстановлением временных соотношений используется схема выделения тактовой частоты, приведенная на рис. 5.4, на выходе которой формируется стробирующая последовательность импульсов тактовой частоты, управляющая работой ЛР. При частичном восстановлении временных соотношений для выделения тактовой частоты используется только узкополосный фильтр (УФ), напряжение с выхода которого сфазированно таким образом, чтобы положительные (или отрицательные) его полупериоды совпадали с регенерируемыми импульсами, поступающими с выхода порогового устройства ЛР.

6.4.2. Обобщенная структурная схема типового регенератора

Основное применение получили регенераторы прямого действия с полным восстановлением временных соотношений. Обобщенная структурная схема типового регенератора этого типа приведена на рис. 6.10, а временные диаграммы, поясняющие принцип его работы, показаны на рис. 6.11.

В процессе регенерации ЦЛС выполняются следующие основные операции:

- усиление регенерируемых импульсов и коррекция их формы (коррекция амплитудно-частотных искажений, обусловленных частотной характеристикой затухания регенерационного участка и ограничением полосы частот линейного цифрового тракта);
- сравнение значения амплитуд откорректированных импульсов с пороговым (эталонным) значением;
- стробирование откорректированных импульсов, в результате чего создаются такие условия, при которых импульсы на выходе регенератора формируются в строго определенные моменты времени;
- формирование новых импульсов с заданными параметрами и временными соотношениями.

На входе регенерационного участка, т.е. на выходе предыдущего регенератора (станционного – передающей станции или линейного) одна из реализаций цифрового сигнала имеет вид (рис. 6.11,а). После прохождения регенерационного участка на вход ЛР подается искаженный и задержанный на некоторое время ЛЦС (рис. 6.11,б). Через линейный трансформатор ($ЛТр_1$) этот сигнал поступает на вход усилителя-корректора, в состав которого входят: регулируемая искусственная линия $РИЛ$, обеспечива-

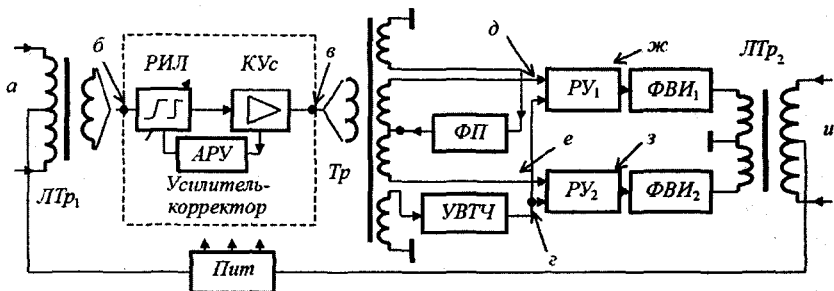


Рис. 6.10. Структурная схема типового регенератора

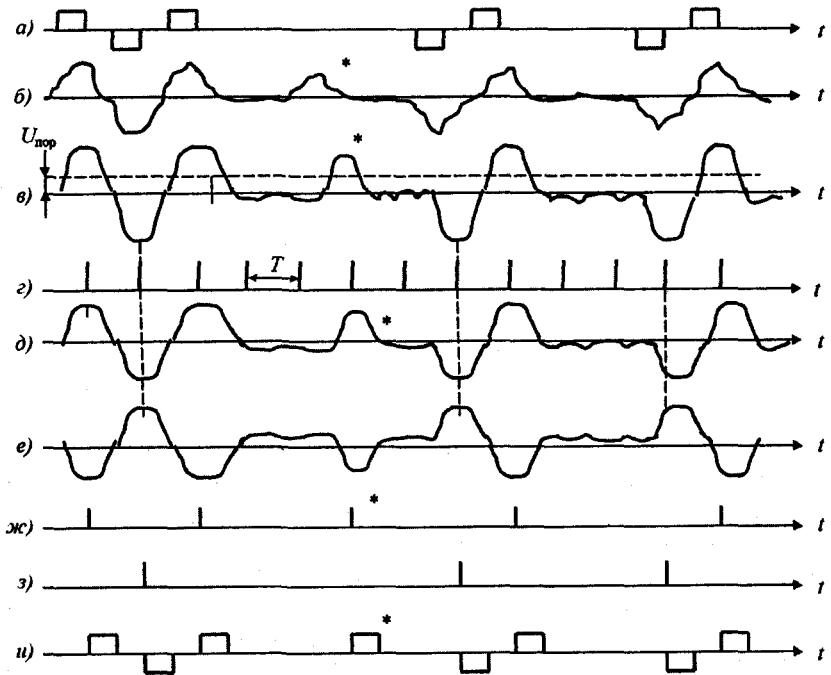


Рис. 6.11. Временные диаграммы работы линейного регенератора

ющая коррекцию переменных амплитудно-частотных искажений, корректирующий усилитель $KУс$, предназначенный для компенсации затухания регенерационного участка и коррекции постоянных частотных искажений, схема автоматической регулировки усиления $APУ$, необходимая для изменения параметров $РИЛ$ в соответствии с изменениями затухания регенерационного участка.

Коррекция формы импульсов осуществляется для уменьшения влияния одних импульсных посылок на другие за счет концентрации энергии импульсов в тактовых интервалах T . Это позволяет уменьшить вероятность ошибочной регенерации символов. Вид сигнала, формируемого на выходе усилителя-корректора, показан на рис. 6.11, в.

К выходу усилителя-корректора через трансформатор Tr подключено устройство выделения тактовой частоты $УВТЧ$, на выходе которого формируется последовательность коротких стробирующих импульсов. Эти импульсы фазуются относительно входных символов таким образом,

что оказываются в середине тактовых интервалов, где амплитуда входных символов максимальна. Это также способствует уменьшению вероятности ошибки в процессе регенерации. Строблирующие импульсы (рис. 6.11,з) подаются на решающие устройства PY_1 и PY_2 каналов регенерации положительных и отрицательных символов ЛЦС соответственно. Кроме того, на PY через Tr подаются скорректированные и усиленные импульсы, смещенные на величину порогового напряжения $U_{пор}$, вырабатываемого устройством формирования порога ФП, (рис. 6.11,д,е). Устройство формирования порога содержит выпрямитель, работающий на инерционную нагрузку, и вырабатывает постоянное напряжение, равное половине амплитуды выходных импульсов усилителя-корректора.

Поскольку АРУ обеспечивает постоянство амплитуды импульсов на выходе усилителя-корректора, то порог решения остается практически неизменным. В некоторых схемах ЛР система АРУ воздействует не на параметры усилителя-корректора, а на величину порогового напряжения, однако такое решение оказывается менее эффективным.

В PY осуществляется стробирование (опробывание) в каждом такте поступающих символов. Если в момент прихода на PY строблирующего импульса входной сигнал имеет положительную полярность (т. е. разность между выходным сигналом усилителя-корректора и пороговым напряжением положительна), то на выходе PY формируется импульс, поступающий на вход соответствующего формирователя выходных импульсов ФВИ (рис. 6.11,ж,з). Если указанная разность отрицательна, то импульс на выходе PY не формируется.

В ФВИ, который может быть реализован в виде ждущего мультивибратора, при поступлении импульсов с выхода PY формируются импульсы соответствующей формы, амплитуды и длительности, следующие с тактовой частотой. Поскольку ФВИ₁ и ФВИ₂ подключены к линии через дифференциальный трансформатор, то импульсы на выходе ЛТр₂ будут иметь разную полярность (рис. 6.11,и).

Как видно из принципа работы регенератора, ошибка при регенерации может иметь место, если величина помехи окажется больше порогового напряжения $U_{пор}$. В качестве примера на рис. 6.11 показан процесс возникновения ошибки при передаче одного из символов (этот символ помечен *).

Электропитание необслуживаемых регенерационных пунктов НРП производится дистанционно из обслуживаемых регенерационных пунктов стабилизированным током. Питание ЛР ЦСП по симметричным кабелям осуществляется по фантомным цепям, организуемым по тем же парам, по которым передается ЛЦС (рис. 6.11). В случае использования коаксиальных кабелей электропитание осуществляется по внутренним проводникам коаксиальных пар.

Устройства электропитания ряда *НРП* включаются последовательно в цепь дистанционного питания *ДП*, создаваемую для отдельной или нескольких систем передачи. В блоке питания *Пит* устройства *ДП* используются полупроводниковые стабилизаторы, обеспечивающие стабилизацию напряжения питания, а также предусматриваются клеммы, позволяющие зашунтировать цепь *ДП* для образования шлейфа в последнем из дистанционно питаемых *НРП*. Помимо этого, в промежуточных регенерационных пунктах имеются устройства дистанционного обнаружения неисправности регенераторов и цепи *ДП*.

6.4.3. Оценка помехозащищенности одиночного регенератора

Основными видами помех в цифровом линейном тракте являются межсимвольные, переходные, а также помехи, вызванные наличием несогласованностей на регенерационных участках (в местах соединения строительных длин кабелей), собственные шумы, помехи от устройств коммутации (например АТС) и промышленные. Мощность помех во многом определяется параметрами направляющей среды (линии связи), условиями эксплуатации и схемами организации двусторонней связи.

Межсимвольные помехи, как отмечалось выше, возникающие из-за ограничения полосы пропускания ЛЦТ, могут быть уменьшены выбором кода ЛЦС с оптимальным для передачи энергетическим спектром, а также выбором параметров узлов линейного регенератора (усилителя-корректора, трансформаторов и др.).

Переходные помехи возникают вследствие взаимных электромагнитных влияний между парами кабеля (рис. 6.12), причем при организации ЦЛТ по однокабельной системе наиболее существенны влияния на ближний конец, а при двухкабельной системе – влияния на дальний конец и через третьи цепи.

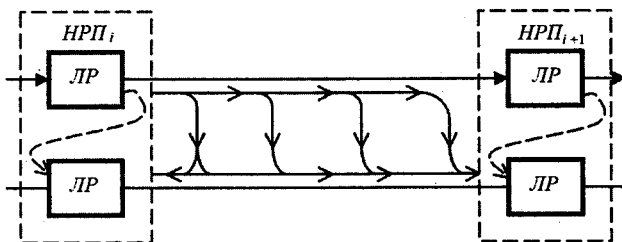


Рис. 6.12. Схема возникновения влияний между трактами ЦСП по симметричному кабелю

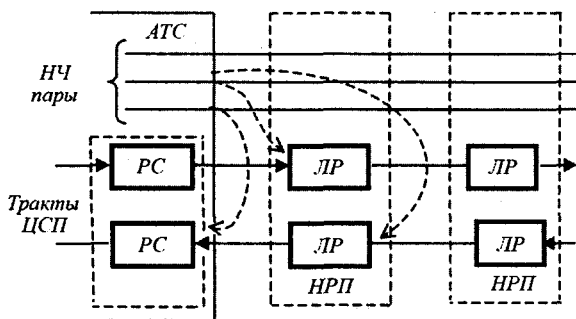


Рис. 6.13. Схема возникновения помех от АТС: PC-регенератор

Весьма опасными для ЦСП являются *импульсные помехи*, источниками которых часто являются процессы коммутации электрических сигналов на АТС и в энергосетях (рис. 6.13). Шум от АТС может попасть в цифровые тракты различными путями, но в основном за счет связей между низкочастотными (НЧ) парами и парами кабеля, используемыми для работы ЦСП. Мощность возникающих при этом помех во многом определяется числом коммутируемых НЧ пар, которые проходят через АТС и расположены в кабеле, пары которого используются для ЦСП. Однако эти помехи оказывают заметное влияние только на ближайший к АТС регенератор, так как, имея широкий спектр, быстро затухают при распространении по НЧ парам кабеля.

В процессе регенерации ЦЛС вследствие его искажений при передаче по линейному тракту и воздействия помех возникают ошибки. Коэффициент ошибок на одном регенерационном участке должен быть таким, чтобы коэффициент ошибок на всю линию передачи не превышал допустимых значений.

Причиной возникновения ошибок при передаче цифрового сигнала являются помехи, описанные выше, если их мгновенные значения превышают допустимые значения в момент принятия решения при восстановлении сигнала в линейном регенераторе (ЛР). При этом в процессе регенерации цифрового сигнала в результате принятия ошибочного решения символ 1 может быть восстановлен как символ 0, а символ 0 – как символ 1, т.е. происходит преобразование передаваемых символов.

В большинстве практических случаев можно считать, что помехи, действующие в ЦЛТ, имеют нормальное (гауссовское) распределение с нулевым средним значением, т. е.

$$W(u_n) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \exp(-u_n^2 / 2\sigma_n^2), \quad (6.9)$$

где u_n , σ_n – мгновенное и среднеквадратическое значения напряжения помех соответственно.

Для безошибочной регенерации цифровых сигналов необходимо выполнять определенные требования к отношению сигнал–шум на входе решающего устройства (РУ) регенератора (рис. 6.10). Для передачи двухуровневых кодов (типа АБС, ОБС или СМ1) и при выборе порога в РУ равным нулю ($U_{\text{пор}}=0$), при регенерации импульса ошибка произойдет только при условии, что в момент принятия решения помеха будет иметь обратную полярность, а ее амплитуда окажется больше амплитуды импульса U_m (рис. 6.14).

Если обозначить вероятность ошибочной регенерации символа 1 (т. е. вероятность преобразования 1 в 0) через $p(1/0)$, а вероятность ошибочной регенерации 0 через $p(0/1)$, то общая вероятность ошибки может быть определена как

$$p_{\text{ош}} = p_1 p(1/0) + p_0 p(0/1) = p_1 p(u_n < -U_m) + p_0 p(u_n > U_m),$$

где p_1 , p_0 – вероятности появления двоичных символов 1 и 0 соответственно.

Если принять, что $p_1 = p_0 = 0,5$, а на входе РУ регенератора действует помеха с гауссовским распределением мгновенных значений вида (6.9), то

$$\begin{aligned} p_{\text{ош}} &= 0,5 p(u_n < -U_m) + 0,5 p(u_n > U_m) = p(u_n > U_m) = \\ &= \int_{U_m}^{\infty} \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \exp(-u_n^2 / 2\sigma_n^2) du_n = \\ &= \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \int_{U_m}^{\infty} \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \int_{U_m/\sigma_n}^{\infty} \exp(-u_n^2 / 2\sigma_n^2) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{U_m}{\sqrt{2}\sigma_n} \right), \end{aligned} \quad (6.10)$$

где $\operatorname{erfc} c(x)$ – дополняющий (табличный) интеграл вероятности.

При использовании квазитрочных сигналов (рис. 6.15) трансформация 1 в 0 может произойти в том случае, если в момент принятия решения мгновенное значение помехи превысит допустимую величину $U_{\text{пор}}$ и будет иметь знак, противоположный знаку импульса.

Если же осуществляется прием символа 0, то превышение допустимого уровня помехи при любой полярности приведет к возникновению ошибки, т. е. к трансформации 0 в 1 соответствующей полярности. Таким образом, в этом случае можно записать следующее выражение для общей вероятности ошибки

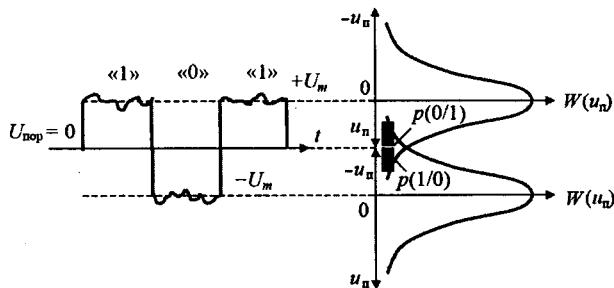


Рис. 6.14. К расчету вероятности ошибки $p_{ош}$ для двухуровневых сигналов

$$p_{ош} = p_{+1}p(+1/0) + p_{-1}p(-1/0) + p_0[p(0/+1) + p(0/-1)], \quad (6.11)$$

где $p(0/+1)$ и $p(0/-1)$ – вероятности ошибочного формирования импульсов положительной и отрицательной полярности соответственно при регенерации символа 0; $p(+1/0)$ и $p(-1/0)$ – вероятности ошибочного формирования символа 0 при регенерации импульсов положительной и отрицательной полярности соответственно.

Если принять, что в исходном ДВС символы 1 и 0 появляются с равной вероятностью, т. е. $p_1 = p_0 = 0,5$, то в квазитрочном коде ЧПИ вероятность появления символа 0 будет равна $p_0 = 0,5$, а вероятности появления символов +1 и -1 соответственно равны $p_{+1} = p_{-1} = 0,25$. Кроме того, как видно из рис. 6.15,

$$p(+1/0) = p(-1/0) = p(0/+1) \text{ и } p(0/-1) = p_{ош}$$

при $U_{пор} = \pm U_m/2$.

С учетом сказанного и (6.9), соотношение (6.11) принимает вид

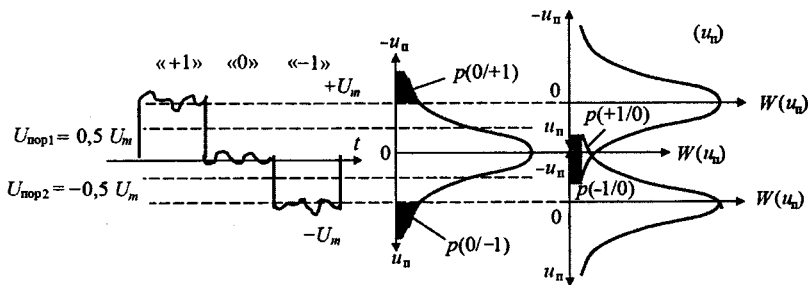


Рис. 6.15. К расчету вероятности ошибки $p_{ош}$ для квазитрочных сигналов

$$\begin{aligned}
 p_{\text{ош}} &= 0,25p'_{\text{ош}} + 0,25p'_{\text{ош}} + p_{\text{ош}} = 1,5p'_{\text{ош}} = \\
 &= \frac{1,5}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \int_{U_m/2}^{\infty} \exp(-u_n^2 / 2\sigma_n^2) du_n = \\
 &= \frac{1,5}{\sqrt{2\pi}} \int_{U_m/2\sigma_n}^{\infty} \exp(-u_n^2 / 2) du_n = \\
 &= 1,5 \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{U_m}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right) = 0,75 \operatorname{erfc} \left(\frac{U_m}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right).
 \end{aligned} \tag{6.12}$$

Так как для отношения сигнал–помеха на входе РУ регенератора справедливо соотношение $A_{\text{пер}} = 20\lg(U_m/\sigma_n)$ и, что $U_m/\sigma_n = 10^{0,05A_{\text{пер}}}$, (6.10) и (6.12) можно привести к виду

$$p_{\text{ош}} = 0,5 \operatorname{erf} c(10^{0,05A_{\text{пер}}/ \sqrt{2}}), \tag{6.13}$$

$$p_{\text{ош}} = 0,75 \operatorname{erf} c(10^{0,05A_{\text{пер}}/ 2\sqrt{2}}) \tag{6.14}$$

соответственно.

Последние формулы позволяют рассчитать зависимость вероятности ошибки $p_{\text{ош}}$ от защищенности на входе регенератора. Результаты расчетов зависимости $p_{\text{ош}}$ ($A_{\text{пер}}$) для двухуровневого сигнала приведены в табл. 6.6, для кода ЧПИ – в табл. 6.7.

Таблица 6.6

$A_{\text{пер}}, \text{дБ}$	18,8	19,7	20,5	21,1	21,7	22,2	22,6	23
$p_{\text{ош}}$	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-9}	10^{-10}	10^{-11}	10^{-13}

Таблица 6.7

$A_{\text{пер}}, \text{дБ}$	19,6	20,5	21,5	22,0	22,9	23,4	24,5	25,3
$p_{\text{ош}}$	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-9}	10^{-10}	10^{-11}	10^{-13}

Из анализа таблиц следует, что вероятность ошибки резко уменьшается при увеличении защищенности, и для повышения ее на порядок требуется повышение защищенности на входе регенератора $A_{\text{пер}}$ на величину порядка 1 дБ.

Требуемая минимально допустимая защищенность для заданной вероятности ошибки может быть определена по приближенным формулам

$$A_{\text{рег. мин}} = 10,65 + 11,42 \lg(-\lg p_{\text{ош}}) \quad (6.15)$$

для кода ЧПИ,

$$A_{\text{рег. чпи}} = 10,58 + 11,42 \lg(-\lg p_{\text{ош}}) \quad (6.16)$$

для двоичного двухполярного кода и

$$A_{\text{рег. мин}} = 4,58 + 11,42 \lg(-\lg p_{\text{ош}}) \quad (6.17)$$

для двухуровневого кода.

В общем случае для m -уровневого линейного кода защищенность можно рассчитать, используя следующее выражение

$$A_{\text{рег}} \cong A_{\text{рег. чпи}} + 20 \lg[(m_y - 1)/2]. \quad (6.18)$$

Из последнего выражения следует, что с увеличением числа разрешенных уровней ЛЦС необходимо увеличивать требуемую защищенность на входе регенератора, чтобы сохранить прежнее значение вероятности ошибки одиночного регенератора либо сокращать длину регенерационного участка.

Более существенное влияние на возникновение ошибок оказывают импульсные помехи от АТС, вызванные работой коммутационных устройств в процессе установления соединений (рис. 6.13). Плотность распределения вероятностей для таких помех описывается сложными соотношениями, которые во многом зависят от типа АТС, интенсивности телефонного обмена и многих других факторов, однако ее общим свойством является более медленный по сравнению с нормальным распределением характер убывания функции. Однако из экспериментально полученных соотношений вероятность ошибки за счет помех от АТС при использовании кода с ЧПИ имеет вид

$$p_{\text{ош}} \cong \frac{\sqrt{2}}{4\pi} (\sigma_n / U_m)^3.$$

Используя последнее выражение, нетрудно определить соотношения между вероятностью ошибки и защищенностью $A'_{\text{рег}}$ от помех (табл. 6.8).

Таблица 6.8

$A'_{\text{рег. дБ}}$	33,0	39,7	46,4	53,0	59,7	68,4	73,0	79,7
$p_{\text{ош}}$	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-9}	10^{-10}	10^{-11}	10^{-13}

На прилегающих к АТС участках регенерации одновременно действуют помехи станции и помехи, вызванные переходными и межсимвольными

ми влияниями, однако при этом обычно достаточно учитывать только помехи АТС, поскольку они имеют наибольшую величину. Для поддержания требуемой защищенности на входе регенератора приходится сокращать длины этих регенерационных участков.

6.4.4. Оценка помехозащищенности одиночного регенератора с помощью глаз-диаграмм

Параметры линейного тракта во многом определяются качеством процесса регенерации, которое в значительной степени зависит от формы и величины сигнала на входе решающего устройства (РУ) регенератора. При этом для оценки помехоустойчивости регенератора в процессе эксплуатации удобно пользоваться так называемой *глаз-диаграммой*.

Глаз-диаграмма (ГД) представляет результат наложения всех возможных реализаций скорректированного ЦЛС (с учетом межсимвольных искажений) на отрезке времени, соответствующем двум тактовым интервалам.

Такая картина может быть получена, если в осциллографе для синхронизации использовать колебание тактовой частоты, а на его вход подать случайную последовательность импульсов, поступающую на вход РУ. При соответствующем выборе частоты следования синхронизирующих импульсов осциллографа на его экране будет формироваться устойчивая картина наложения всех реализаций ЦЛС.

Пример ГД для квазитроичного сигнала приведен на рис. 6.16,б, а на рис. 6.16,а – форма скорректированного импульса на выходе усилителя-корректора (рис. 6.10). Раскрыв ГД для кода ЧПИ при гауссовской форме скорректированного импульса определяется следующими комбинациями: $-1 + 1 - 1$ и $+ 1 0 + 1 -$ для ГД, соответствующей положительному импульсу, $+ 1 - 1 + 1$ и $- 1 0 - 1 -$ для ГД, соответствующей отрицательному импульсу.

Горизонтальные штриховые линии на рис. 6.16,а с обозначениями $+U_m$, $-U_m$, $+1$, 0 , -1 соответствуют амплитудам импульсов при идеальном (безыскаженном) приеме, а вертикальные линии, расположенные через каждый тактовый интервал, соответствуют идеальным моментам решения.

Очевидно, что максимальное значение сигнал-помеха может быть достигнуто при $t_p = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, т. е. большое значение приобретает правильный выбор моментов решения в регенераторе, которые должны соответствовать минимуму межсимвольных помех. Кроме того, необходимо обеспечить требуемую величину раскрытия ГД U_p (рис. 6.16).

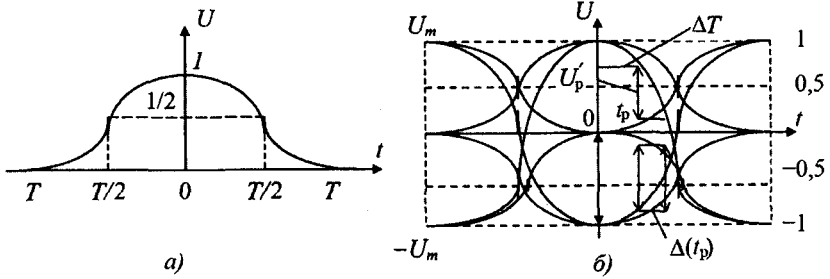


Рис. 6.16. Глаз-диаграмма для квазитрочного сигнала

Если процесс принятия решения осуществляется в момент времени $t_p \neq \pm 0, \pm 1, \pm 2 \dots$, раскрыв ГД для этого случая соответствует U'_p , а пороговое напряжение равно $U_{пор}$ (рис. 6.16), то отношение сигнал-помеха на выходе усилителя-корректора будет равно $\eta = U'_p / \sigma_{п}$, где $\sigma_{п}$ – среднеквадратическое значение напряжения помехи.

Уменьшение раскрыва ГД за счет неопределенности порога решения $\Delta U = U_p - U'_p$ и за счет неопределенности моментов принятия решения ΔT приводят к снижению защищенности одиночного регенератора на величину $\Delta A_{пер} = 20 \lg(U_p / U'_p)$.

Неопределенности порога решения и моментов принятия решения вызываются многими факторами, приводящими к снижению помехоустойчивости регенератора. Для компенсации влияния ухудшающих факторов на практике необходимо увеличивать защищенность на входе РУ регенератора по сравнению с ее значением для идеального регенератора ($\Delta U = 0$ и $\Delta T = 0$) на следующие величины (при использовании трехуровневых кодов), дБ:

Межсимвольных помех	2,0
Допусков на амплитуду и длительность импульсов	2,0
Отклонения АЧХ от расчетной	1,5
Нестабильность порога и конечной чувствительности РУ	1,5
Низкочастотной отсечки	1,5
Различие площадей импульсов противоположной полярности.....	1,0
Отклонения момента стробирования	0,9

При этом допустимое отклонение амплитуды и длительности принялось равным 5%, отклонение АЧХ на полутаковой частоте – 1 дБ, различие площадей импульсов положительной и отрицательной полярностей не более 5...10% (во избежание появления постоянной составляющей в ЛЦС). Следовательно, наличие различных ухудшающих факторов требует увеличения защищенности одиночного регенератора примерно на 10 дБ.

Вопросы для самоконтроля

1. Обобщенная структурная схема ЦЛТ, назначение основных блоков и требования к ним.
2. Назовите основные причины искажения сигналов в цифровых линейных трактах (ЦЛТ).
3. Назовите основные параметры ЦЛТ. Принципы их оценки.
4. Основные требования, предъявляемые к структуре линейного цифрового сигнала (ЛЦС). Их физическая сущность.
5. Основные параметры ЛЦС и их физическая сущность.
6. На вход преобразователя кода передачи ($ПК_{пер}$), работающего в коде с чередованием полярности импульсов (ЧПИ), поступает следующая реализация ИКМ группового сигнала: ...0111000101010.... Каким будет ЛЦС?
7. Предыдущую задачу решить для случая, когда $ПК_{пер}$ работает в парно-избирательном коде.
8. На вход преобразователя кода передачи ($ПК_{пер}$), работающего в коде с высокой плотностью единиц типа HDB-3, поступает следующая реализация ИКМ группового сигнала: ...01110000010000101011100001.... Каким будет ЛЦС?
9. Предыдущую задачу решить для случая, когда $ПК_{пер}$ работает:
 - а) в коде абсолютного биимпульсного сигнала (АБС);
 - б) в коде относительного биимпульсного сигнала (ОБС);
 - в) в коде СМІ (Coding Mark Inversion);
 - г) в алфавитном коде типа 4ВЗТ.
10. На вход преобразователя кода приема $ПК_{прм}$ поступает следующая реализация ЛЦС ... + - 0 + 0 - - + + 0 - + - 0 0. Известно, что $ПК_{пер}$ работает с ПИТ кодом. Какой вид примет эта реализация на выходе $ПК_{прм}$?
11. На вход преобразователя кода приема $ПК_{прм}$ поступает следующая реализация ЦЛС ... 0 - 0 + 0 - 0 0 0 + - + -.... Известно, что $ПК_{пер}$ работает с ПИТ кодом. Какой вид примет эта реализация на выходе $ПК_{прм}$?
12. Предыдущую задачу решить для случая, когда $ПК_{пер}$ работает в коде ЧПИ.
13. На вход преобразователя кода приема $ПК_{прм}$ поступает следующая реализация ЦЛС: + - + - + + + 0 + - + -. Известно, что $ПК_{пер}$ работает в алфавитном коде 4ВЗТ. Какой вид примет эта реализация на выходе $ПК_{прм}$?
14. Назначение линейного регенератора (ЛР). Основные этапы процесса регенерации.
15. Поясните с помощью временных диаграмм процесс регенерации ЦЛС.
16. Перечислите основные типы помех и искажений в линейном цифровом тракте и принципы их оценки.
17. По ЦЛТ передаются сигналы типа АБС или ОБС. Определить минимально-допустимую защищенность для получения вероятности ошибки одиночного регенератора не более $0,5 \cdot 10^{-11}$.
18. По ЦЛТ передаются сигналы типа кода ЧПИ. Определить минимально-допустимую защищенность для получения вероятности ошибки одиночного регенератора не более $0,5 \cdot 10^{-11}$.

Линейный тракт цифровых систем передачи по электрическим кабелям

19. По ЦЛТ передаются сигналы типа кода ЧПИ. Определить вероятность ошибки одиночного регенератора, если соотношение сигнал–помеха на входе решающего устройства ЛР не превышает величины 250.

20. По ЦЛТ передаются сигналы типа кода АБС (ОБС). Определить вероятность ошибки одиночного регенератора, если соотношение сигнал–помеха на входе решающего устройства ЛР не превышает величины 250.

21. Что такое глаз-диаграмма? Ее основные параметры и их влияние на качество регенерации ЦЛС.

22. Назовите основные дестабилизирующие факторы, снижающие помехоустойчивость одиночного регенератора.

Глава 7. Линейный тракт цифровых систем передачи по оптическим кабелям

7.1. Обобщенная структурная схема цифровой волоконно-оптической системы передачи

В состав любой ВОСП входят следующие технические средства:

1) каналообразующее оборудование (КОО_{пер}) тракта передачи, обеспечивающее формирование определенного числа типовых каналов или типовых групповых трактов со стандартной шириной полосы пропускания или скоростью передачи;

2) оборудование сопряжения (ОС_{пер}) тракта, необходимое для сопряжения параметров многоканального сигнала на выходе КОО с параметрами оптического передатчика;

3) оптический передатчик (ОПер), обеспечивающий преобразование электрического сигнала в оптический сигнал, длина волны которого совпадает с одним из окон прозрачности оптического волокна; в состав ОПер входят: источник оптического излучения (ИОИ) – оптической несущей, один или несколько параметров которой модулируются электрическим многоканальным сигналом, поступающим с ОС_{пер}, и согласующее устройство (СУ), необходимое для ввода оптического излучения в волокно оптического кабеля с минимально возможными потерями; как правило, источник оптического излучения и согласующее устройство образуют единый блок, называемый передающим оптическим модулем (ПОМ);

4) оптический кабель, волокна которого (ОВ) служат средой распространения оптического излучения;

5) оптический ретранслятор (ОР), обеспечивающий компенсацию затухания сигнала и коррекцию различного вида искажений; ОР могут быть обслуживаемыми или необслуживаемыми и устанавливаются через определенные расстояния, называемые ретрансляционными участками; в ОР производится обработка (усиление, коррекция, регенерация и т. д.) как электрического сигнала, который получается путем преобразования оптического сигнала и последующего преобразования скорректированного электрического сигнала в оптический, так и оптического сигнала с помощью оптических квантовых усилителей;

6) оптический приемник (ОПр), обеспечивающий прием оптического

излучения и преобразование его в электрический сигнал; ОП_р включает в себя согласующее устройство (СУ), необходимое для вывода оптического излучения из ОВ с минимальными потерями, и приемник оптического излучения (ПОИ); совокупность согласующего устройства и приемника оптического излучения представляют приемный оптический модуль (ПРОМ);

7) оборудование сопряжения (ОС_{пр}) тракта приема, преобразующее сигнал на выходе ПРОМ в многоканальный сигнал соответствующего КОО;

8) каналообразующее оборудование (КОО_{пр}) тракта приема, осуществляющее обратные преобразования многоканального сигнала в сигналы отдельных типовых каналов и трактов.

Обобщенная структурная схема ВОСП приведена на рис. 7.1.

Для модуляции оптической несущей многоканальным электрическим сигналом можно использовать частотную (ЧМ), фазовую (ФМ), амплитудную (АМ), поляризационную (ПМ) модуляции и модуляцию по интенсивности (МИ) и др. Чаще всего при построении цифровых волоконно-оптических систем передачи (ЦВОСП) применяется МИ. Это связано с тем, что использование МИ приводит к относительно простым техническим решениям при реализации устройств управления (модуляции) интенсивностью излучения полупроводниковых источников и обратного преобразования оптического сигнала в электрический, т. е. демодуляции.

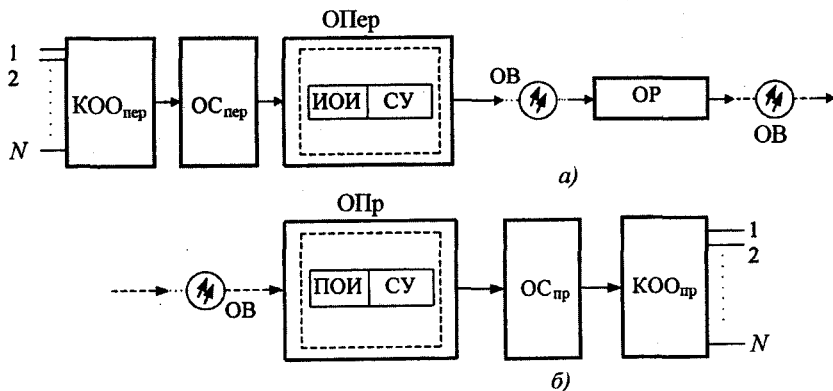


Рис. 7.1. Обобщенная структурная схема волоконно-оптической системы передачи:
 а – структурная схема тракта передачи ВОСП; б – структурная схема тракта приема ВОСП

При фиксированных пространственных координатах мгновенное значение электрического поля монохроматического оптического излучения можно записать в виде

$$E(t) = E_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (7.1)$$

где E_m – амплитуда поля; ω_0 и φ_0 – соответственно частота и фаза оптической несущей.

Тогда значение интенсивности оптического излучения, усредненное по периоду $T_0 = 2\pi / \omega_0$, называемое средней интенсивностью или мощностью оптического излучения, будет равно

$$\bar{P} = 0,5 E_m^2. \quad (7.2)$$

При МИ именно величина \bar{P} изменяется в соответствии с модулирующим многоканальным сигналом.

Обладая волновой природой, оптическое излучение в то же время является дискретным. Оно излучается и поглощается только в виде дискретных квантов – фотонов с энергией hf_0 , где h – постоянная Планка. Поэтому мощность оптического излучения \bar{P} можно характеризовать интенсивностью потока фотонов (числом фотонов в единицу времени) $J = P/hf_0$, которая и модулируется многоканальным сигналом.

Волоконно-оптические системы передачи можно классифицировать по ряду параметров и характеристик, основными из которых являются следующие.

1. В зависимости от применяемого каналообразующего оборудования ВОСП делятся на:

– аналоговые волоконно-оптические системы передачи (АВОСП), если каналообразующее оборудование строится на основе аналоговых методов модуляции параметров гармонической несущей частоты (амплитудная, частотная, фазовая модуляции и их комбинации) или параметров периодической последовательности импульсов (амплитудно-импульсная, широтно-импульсная, фазоимпульсная модуляции и их комбинации);

– цифровые волоконно-оптические системы передачи (ЦВОСП), если каналообразующее оборудование строится на основе импульсно-кодовой модуляции, дельта-модуляции и их разновидностей. Самое широкое применение находят ЦВОСП.

2. В зависимости от способа модуляции оптического излучения ВОСП подразделяются на:

– волоконно-оптические системы передачи с модуляцией интенсивности оптического излучения и соответствующей его демодуляции, называемые

иногда прямой модуляцией и широко применяемые в большинстве ЦВОСП;
 – волоконно-оптические системы передачи с аналоговыми методами модуляции оптического излучения (оптической несущей): амплитудной, фазовой, частотной модуляциями и их комбинациями.

3. В зависимости от способа приема или демодуляции оптического сигнала ВОСП классифицируются:

– на волоконно-оптические системы передачи с прямой демодуляцией или непосредственным приемом, при котором происходит непосредственное преобразование интенсивности оптического излучения в электрический сигнал, напряжение или ток которого однозначно отражают изменение интенсивности оптического сигнала;

– когерентные волоконно-оптические системы передачи, в которых применяется гетеродинное преобразование частоты независимо от вида модуляции (синхронная или несинхронная) оптического излучения, осуществляемого на промежуточной частоте.

При гетеродинном приеме одновременно с оптическим сигналом частоты f_c на фотодетектор подается достаточно мощное оптическое излучение местного гетеродина с частотой f_r , на выходе фотодетектора выделяется промежуточная частота $f_{\text{пром}} = f_c - f_r$, на которой и осуществляются дальнейшие преобразования оптического сигнала в электрический.

4. По способу организации двусторонней связи ВОСП подразделяются на:

а). Двухволоконную однополосную однокабельную, при которой передача и прием оптических сигналов ведется по двум ОВ на одной длине волны λ . Каждое ОВ является эквивалентом двухпроводной физической цепи и, так как взаимные влияния между оптическими волокнами кабеля отсутствуют, то тракты передачи и приема различных систем организуются по одному кабелю, т. е. такие ВОСП являются однокабельными однополосными. Принцип построения двухволоконной однокабельной однополосной ВОСП показан на рис. 7.2, где использованы следующие обозначения: КОО – каналообразующее оборудование; ОС – оборудование сопряжения; ОПер – оптический передатчик; ОВ – оптическое волокно; ОПр – оптический приемник.

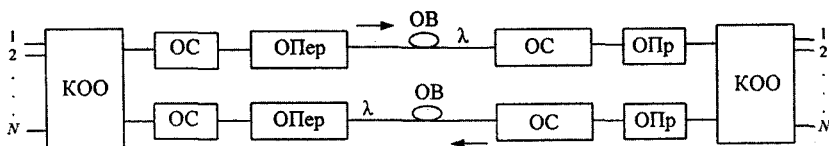


Рис. 7.2. Принцип построения двухволоконной однополосной однокабельной ВОСП

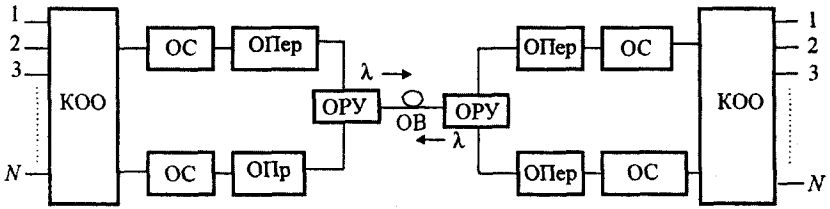


Рис. 7.3. Принцип построения одноволоконной однополосной однокабельной ВОСП

Достоинством такой ВОСП является использование однотипного оборудования трактов передачи и приема оконечных и промежуточных станций, а недостатком – весьма низкий коэффициент использования пропускной способности ОВ.

б). Одноволоконную однополосную однокабельную (рис. 7.3), особенностью которой является использование одного оптического волокна для передачи сигналов в двух направлениях на одной и той же длине волны.

На рис. 7.3 к ранее принятым обозначениям добавилось следующее: ОРУ – оптическое развязывающее устройство, осуществляющее поляризацию световых волн или разделение типов направляемой волны оптического излучения.

в). Одноволоконную двухполосную однокабельную, при которой передача в одном направлении ведется на длине волны оптического излучения λ_1 , а в другом – λ_2 ; разделение направлений передачи осуществляется с помощью направляющих оптических фильтров (ОФ), настроенных на соответствующие длины волн оптического излучения. Обобщенная схема такого способа организации двусторонней связи приведена на рис. 7.4, где ОФ $_{\lambda_{1,2}}$ – направляющие оптические фильтры.

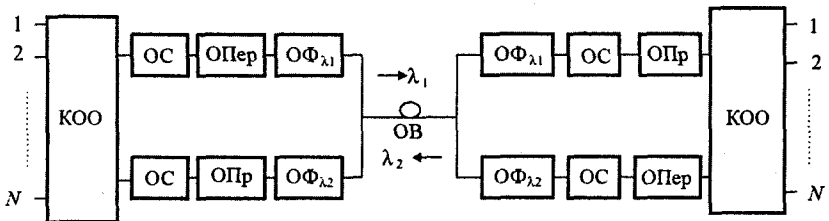


Рис. 7.4. Принцип построения одноволоконной двухполосной однокабельной ВОСП

5. По назначению и дальности передачи ВОСП подразделяются на:

а). Магистральные ВОСП, предназначенные для передачи сообщений на тысячи километров и соединяющие между собой центры республик, краев, областей, крупные промышленные и научные центры и др.

б). Зоновые ВОСП, предназначенные для организации связи в административных пределах республик, краев, областей и протяженностью до 600 км.

в). ВОСП для местных сетей, предназначенные для организации межстанционных соединительных линий на городских и сельских телефонных сетях.

г). ВОСП для распределения информации, обеспечивающие связь между вычислительными машинами, организацию локальных компьютерных сетей и сетей кабельного телевидения.

6. По методам уплотнения оптического волокна, в основе которых лежит процесс мультиплексирования, т. е. одновременной передачи нескольких потоков светового излучения по одному волокну, ВОСП подразделяются на ВОСП со спектральным уплотнением или мультиплексированием с разделением длин волн (wavelength – division multiplexing, WDW), при котором по одному ОВ одновременно передается несколько спектрально разнесенных оптических несущих, каждая из которых модулируется многоканальным сигналом, сформированным соответствующим каналообразующим оборудованием.

Возможность построения таких систем основывается на сравнительно слабой зависимости коэффициента затухания ОВ в пределах соответствующего окна прозрачности от частоты (или длины волны) оптической несущей.

Обобщенная структурная схема оконечного оборудования системы передачи ЦВОСП представлена на рис. 7.5. В данной схеме представлены основные устройства, общие для цифровых ВОСП различного назначения, обеспечивающие формирование, передачу и прием передаваемого по линейному тракту сигнала. Оборудование управления и контроля в блок-схему не включено.

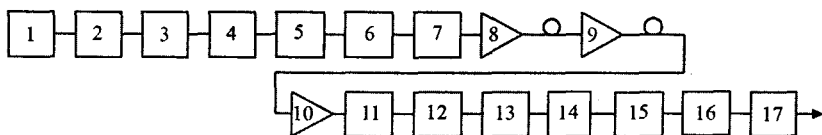


Рис. 7.5. Обобщенная структурная схема ВОСП

В состав схемы входят следующие блоки: 1 – блок преобразования входного сигнала в ИКМ-последовательность (каналообразующий блок), выполняющий все необходимые преобразования: дискретизацию, квантование, линейную (или нелинейную, если нужно) кодификацию и помехоустойчивое кодирование; 2 – блок временного группообразования компонентных сигналов (фреймов/трибов) PDH требуемого уровня иерархии; 3 – интерфейсный блок компонентных (трибных) сигналов, поступающих на временное мультиплексирование SDH, осуществляющий все необходимые функции, в том числе ввода/вывода, локальной кросс-коммутации и т. д.; 4 – блок мультиплексирования SDH, осуществляющий логическое формирование модуля STM-N требуемого уровня в данной иерархии; 5 – оптический интерфейсный блок, преобразующий логическую импульсную последовательность в физическую последовательность STM-N (выполняет все необходимые преобразования по формированию заголовков: секционного, мультиплексного и путевого (трактового), а также интерфейсное кодирование); 6 – передающий блок, осуществляющий все необходимые преобразования, в том числе модуляцию источника несущего излучения (лазера) и линейное кодирование; 7 – блок волнового мультиплексирования WDM (необязательный блок), формирующий многоканальную волновую последовательность, если в этом есть необходимость; 8 – мощный оптический усилитель (бустер) МУ (необязательный блок), осуществляющий усиление оптической цифровой последовательности до уровня, требуемого для создания необходимой мощности; 9 – оптический линейный усилитель ЛУ (необязательный блок), осуществляющий оптическое усиление сигнала на участке регенерации; 10 – оптический предусилитель (необязательный блок), осуществляющий усиление входного сигнала на приемном конце и используемый при необходимости дополнительного усиления; 11 – демультиплексор WDM, если в схеме ВОСП используется волновое мультиплексирование; 12 – оптический приемник – блок, осуществляющий прием сигнала, т. е. реализующий функции, обратные передатчику, плюс дополнительные функции, например фильтрацию оптических несущих, если используется технология WDM; 13 – оптический интерфейсный блок, преобразующий физическую последовательность, эквивалентную модулю STM-N, в логическую импульсную последовательность (выполняет все необходимые обратные по отношению к блоку 5 преобразования по декодированию интерфейсного кода и интерпретации заголовков: секционного, мультиплексного и путевого (трактового)); 14 – блок демультиплексирования SDH, осуществляющий логическую декомпозицию импульсной последовательности модуля STM-N и выделение компонентных сигналов (трибов) требуемого уровня иерархии

PDH (т. е. преобразования, обратные осуществляемым в блоке 4); 15 – интерфейсный блок компонентных (трибных) сигналов, осуществляющий все необходимые функции и преобразования, обратные осуществляемым в блоке 3; 16 – блок разборки группового сигнала (фрейма/триба) PDH принятого уровня иерархии до требуемого, например E1, и выделение нужного тайм-слота (т.е. преобразования, обратные осуществляемым в блоке 2); 17 – блок преобразования ИКМ-последовательности в выходной сигнал, выполняющий все необходимые обратные преобразования: помехоустойчивое декодирование и восстановление дискретизированного, квантованного и кодифицированного сигнала (т. е. преобразования, обратные осуществляемым в блоке 1).

При дуплексной передаче необходимо иметь двойной комплект оборудования для осуществления операций приема-передачи на обоих концах.

7.2. Принципы построения двухсторонних линейных трактов ЦВОСП

Оптический сигнал при прохождении по оптическому кабелю (ОК) испытывает затухание, обусловленное собственными потерями из-за поглощения светового излучения и его рассеяния в материале ОВ. Спектральная зависимость этих потерь обуславливает амплитудно-частотные (просто частотные) искажения сигналов и, следовательно, изменение их формы. Дисперсионные явления в ОВ приводят к рассеянию во времени спектральных или модовых составляющих сигнала, т. е. к различному времени их распространения.

Различие групповых скоростей различных составляющих оптического излучения приводит к изменению формы и длительности оптических импульсных сигналов, т. е. к их уширению. Эти искажения аналогичны фазочастотным (фазовым) искажениям и при определенных значениях могут вызвать межсимвольные или интерференционные помехи.

Таким образом, прохождение оптических сигналов по ОВ сопровождается линейными искажениями: частотными и фазовыми. Кроме того, происходят затухание и отражения оптических сигналов в разъемных и неразъемных соединителях строительных длин ОК и компонентов ВОСП.

Совокупность технических устройств, предназначенных для передачи оптического излучения определенной длины волны и обеспечивающих компенсацию затухания светового потока, коррекцию искажений сигналов, требуемую защищенность или вероятность ошибки, называется оптическим линейным трактом (ОЛТ).

Обобщенная структурная схема ОЛТ приведена на рис. 7.6. Назначение элементов схемы и их условные обозначения следующие:

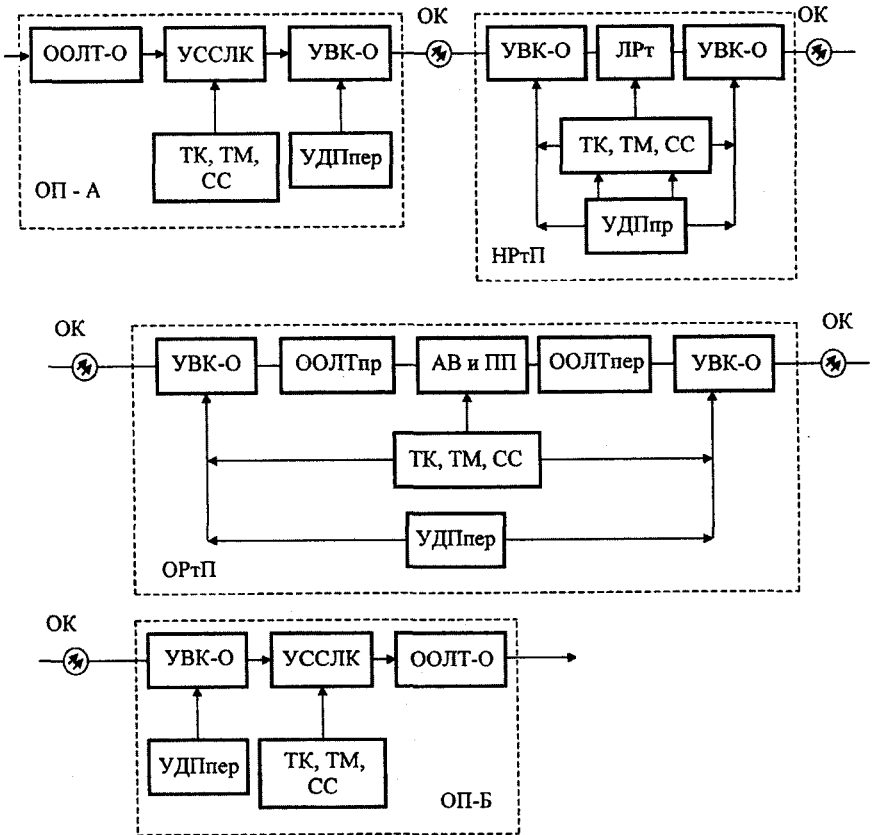


Рис. 7.6. Обобщенная структурная схема оптического линейного тракта

ОП-А(Б) – оконечный пункт (оконечная станция) ВОСП, включающий в себя весь комплекс оборудования каналообразования, сопряжения и формирования оптического линейного сигнала (ОЛС);

ООЛТ-О – оборудование ОЛТ оконечного пункта, где происходит формирование ОЛС, параметры которого максимально согласованы с параметрами передачи оптического волокна (ОВ), а также ввод его в ОВ с минимально возможными потерями и искажениями;

УССЛК – устройство стыка (согласования) стационарного (объектового) оптического кабеля (ОК) с линейным;

ТК – устройства телеконтроля, обеспечивающие контроль состояния оборудования ОЛТ и отображение информации о наличии неисправно-

стей или предотказного состояния, поступающей от датчиков состояния контролируемых параметров;

ТМ – устройства телемеханики;

СС – устройства служебной связи различного типа и назначения, т. е. участковой, постанционной, магистральной;

УДП_{пер} – устройства передачи дистанционного питания необслуживаемых ретрансляционных пунктов (НРтП), если их электропитание осуществляется по металлическим жилам оптического кабеля;

УВК-О – устройство ввода линейного ОК в оконечный, обслуживаемый и необслуживаемый ретрансляционные пункты;

ЛРт – линейный ретранслятор, осуществляющий компенсацию затухания ОК, разъемных и неразъемных соединений, устройство ввода-вывода оптического излучения, коррекцию формы оптических и электрических сигналов, восстановление необходимых временных и спектральных соотношений в исходных сигналах; ретранслятор может быть реализован как оптический усилитель или как регенератор электрического сигнала;

УДП_{пр} – устройство приема и распределения дистанционного питания НРтП;

ООЛТ_{пр(пер)} – приемное и передающее оборудование ОЛТ обслуживаемого ретрансляционного пункта (ОртП);

АВ и ПП – аппаратура выделения или переприема групп каналов в ОртП (возможно и в НРтП) или ОП.

Основным элементом ОртП и НРтП является линейный ретранслятор, обеспечивающий передачу оптического сигнала с заданными показателями качества. От ЛРт зависят основные технико-экономические показатели ОЛТ и ВОСП в целом.

Структура ОЛТ и соответствующих ему ЛРт определяется выбранными способами передачи оптического и электрического сигнала (аналоговый, импульсный, цифровой и др.), видом модуляции (МИ, АМ, ЧМ, ФМ и др.) и приема (непосредственное детектирование, когерентный прием и др.).

Поскольку в настоящее время самое широкое распространение получили цифровые волоконно-оптические системы передачи с непосредственной модуляцией оптического излучения и прямым детектированием, в дальнейшем будем пользоваться привычной терминологией цифровых систем передачи (ЦСП): регенератор (вместо ретранслятор), регенерационный участок (вместо ретрансляционный), обслуживаемый (ОРП) или необслуживаемый (НРП) регенерационный (вместо ретрансляционный) пункт.

Обобщенная структурная схема линейного цифрового регенератора приведена на рис. 7.7.

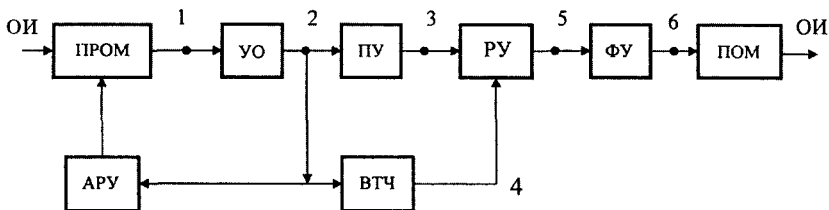


Рис. 7.7. Обобщенная структурная схема линейного цифрового регенератора

Назначение элементов и их условные обозначения следующие:

ОИ – оптическое излучение, поступающее из оптического кабеля;

ПРОМ – приемный оптический модуль, преобразующий оптическое излучение в электрический сигнал, скорректированный и усиленный;

УО – усилитель-ограничитель, срезающий пиковые значения электрического сигнала, а следовательно и аддитивные помехи;

ПУ – пороговое устройство;

РУ – решающее устройство;

ВТЧ – выделитель тактовой частоты;

ФУ – формирующее устройство импульсов заданной амплитуды, длительности и формы;

ПОМ – передающий оптический модуль, преобразующий электрический сигнал в оптическое излучение.

Назначение элементов регенератора очевидно из рассмотрения временных диаграмм его работы (рис. 7.8.). Здесь 1...6 – формы сигналов в различных точках схемы регенератора.

С выхода ПРОМ электрический сигнал совместно с аддитивной помехой поступает на УО (кривая 1). В УО происходит усиление этого сигнала и ограничение его амплитуды значением $U_{\text{пор}}$. Если входной сигнал больше порогового $U_{\text{пор}}$, то на выходе УО появится сигнал. Если входной сигнал меньше $U_{\text{пор}}$, то сигнал на выходе УО не появится. При этом происходит подавление части помех (кривая 2). С выхода УО свободный от аддитивных помех сигнал поступает на вход ПУ и ВТЧ, (кривая 3).

Сигнал на выходе ВТЧ представляет собой периодическую последовательность импульсов (кривая 4), следующих с тактовой частотой $f_t = 1/T$, где T – период следования импульсов.

На один из входов РУ подается информационная последовательность с выхода ПУ, а на другой – тактовая последовательность импульсов. В случае их совпадения на выходе РУ появляются импульсы (кривая 5) определенной амплитуды и длительности, необходимые для запуска ФУ.

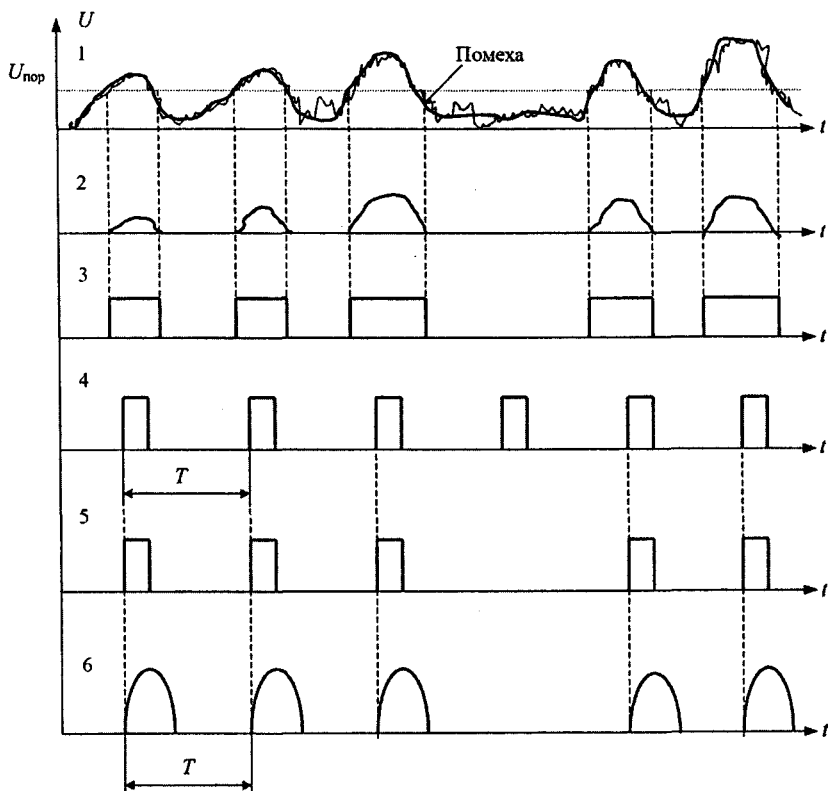


Рис. 7.8. Временные диаграммы работы цифрового линейного регенератора

В ФУ происходит полная регенерация формы импульсов (кривая б), которые затем поступают на вход ПОМ, где может осуществляться модуляция оптического излучения.

Необходимо отметить, что периодическая последовательность импульсов на выходе ВТЧ (4, рис. 7.8.) обязательно фазуется с откорректированными импульсами на выходе ПУ с целью уменьшения так называемых фазовых дрожаний (флуктуаций), обусловленных погрешностями работы ВТЧ.

Пороговое устройство и усилитель-ограничитель являются основными элементами регенератора, обеспечивающими его помехоустойчивость, и требуют точной установки порогового напряжения $U_{пор}$ и стабильного усиления. Изменение порогового напряжения в любую сторону снижает

помехоустойчивость регенератора, так как приводит к нарушению оптимального соотношения между максимальным значением откорректированного импульса на входе УО и пороговым напряжением ПУ. Для поддержания постоянства такого оптимального соотношения в регенераторе применяется автоматическая регулировка усиления (АРУ).

7.3. Методы уплотнения волоконно-оптических линий связи

В настоящее время благодаря бурному развитию различных сетевых технологий в телекоммуникационной индустрии происходит переход от телефонных систем к системам передачи данных. Поэтому одним из основных требований, предъявляемых к транспортным сетям передачи данных, является возможность быстрого увеличения их пропускной способности в соответствии с ростом объемов трафика.

В транспортных сетях обычно выделяют три уровня: магистральный, распределения и доступа. Магистральный уровень характеризуется большой пропускной способностью и используется для передачи трафика в пределах региона или города. Для уровня распределения характерна меньшая пропускная способность, меньшие расстояния и более сложная сетевая топология. Уровень доступа используется для подключения корпоративных сетей и характеризуется небольшой пропускной способностью.

К транспортным сетям нового поколения предъявляются различные требования. На уровне доступа главное – гибкость и экономичность. На уровне распределения важна возможность объединения различных видов трафика и его диспетчеризации. На магистральном уровне решающей становится возможность быстрого увеличения пропускной способности сетей в соответствии с ростом трафика. Этого можно достичь, используя различные технологические решения:

- прокладка новых оптических кабелей. Этот процесс в настоящее время ведется достаточно интенсивно, однако он сопряжен с необходимостью долгосрочного планирования, больших капиталовложений и не всегда возможен;

- использование элементной базы с большим быстродействием (10...100 Гбит/с). В этом случае, выбирая аппаратуру, придется исходить не из её цены и качества, а стремиться использовать самые последние технологические достижения;

- переход от электронных компонент к оптическим компонентам (усилителям, фильтрам и т. д.). В отличие от электронных компонент, параметры большинства оптических компонент не зависят от скорости передачи данных, и для них простота цены с увеличением скорости передачи

будет небольшим. Однако возможность реализации данного подхода зависит от наличия необходимого набора оптических компонент и их совместимости;

– применение технологии уплотнения каналов. В основе методов уплотнения волоконно-оптических линий связи лежит процесс мультиплексирования, т. е. одновременной передачи нескольких потоков светового излучения по одному волокну (одной паре волокон).

По способу мультиплексирования ВОСП подразделяются на:

- ВОСП с частотным, или гетеродинным, уплотнением;
- ВОСП с временным уплотнением;
- ВОСП со спектральным уплотнением.

В ВОСП с частотным мультиплексированием для получения близко расположенных спектральных каналов чаще всего используется один высокостабильный источник оптического сигнала. Несколько спектрально разнесенных несущих от этого источника получают, используя соответствующие устройства сдвига оптической несущей. Уплотнение, использующее такой принцип формирования оптических несущих, называется частотным, или гетеродинным, уплотнением.

Основным достоинством данного метода является высокий коэффициент использования пропускной способности ОВ.

К недостаткам данного метода можно отнести то, что требуется оптический тракт приема и передачи с сохранением поляризации, а также целый ряд дополнительных устройств (сдвигателей частоты, оптических вентилях, контроллеров поляризации, оптических усилителей, систем автоподстройки частоты и т. п.), что значительно усложняет ВОСП и увеличивает ее стоимость.

Технология временного уплотнения (мультиплексирования) предусматривает объединение нескольких входных низкоскоростных информационных или компонентных потоков в один составной высокоскоростной. Входные потоки по очереди модулируют высокочастотную несущую в течение выделенных им коротких промежутков времени (тайм-слотов), которые периодически повторяются. Мультиплексор на одной стороне канала связи собирает данные со всех источников и передает их по волокну в течение соответствующих тайм-слотов. Демультиплексор на другой стороне линии связи выделяет тайм-слоты, считывает данные и передает их соответствующим пользователям уже в виде выходных потоков.

Объединение может быть осуществлено на уровне электрических сигналов или на уровне оптических сигналов. Временное мультиплексирование на уровне электрических сигналов приведено на рис. 7.9, где использованы следующие обозначения: $1 \dots N$ – источники компонентных инфор-

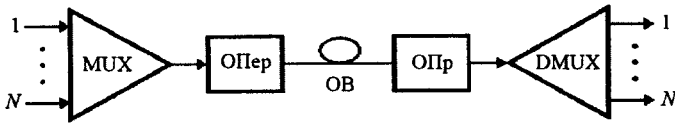


Рис. 7.9. Временное мультиплексирование на уровне электрических сигналов

мационных потоков, представляющих многоканальные электрические сигналы; MUX – временной мультиплексор, который, создавая групповой электрический сигнал, последовательно подключает компонентные многоканальные электрические сигналы к общему оптическому передатчику (ОПер) на определенный временной интервал; ОВ – оптическое волокно; ОПр – оптический приемник, преобразующий оптический сигнал в групповой электрический, содержащий N компонентных многоканальных электрических сигналов; DMUX – временной демультиплексор, распределяет принятые компонентные многоканальные электрические сигналы по соответствующим приемникам $1 \dots N$.

Мультиплексор и демультиплексор должны работать синхронно. Отметим, что компонентные информационные потоки могут быть сформированы как на основе систем передачи с частотным разделением каналов, так и на основе цифровых систем передачи.

Схема с временным мультиплексированием (уплотнением) на уровне оптических сигналов приведена на рис. 7.10, где использованы следующие обозначения: ОПер $_{1 \dots N}$ – оптические передатчики $1 \dots N$ компонентных информационных потоков (многоканальных электрических сигналов аналоговых или цифровых, преобразованных в оптические сигналы); OMUX – оптический мультиплексор, осуществляющий задержку оптического сигнала от каждого ОПер на величину $\Delta t, 2\tau, \dots, N\Delta t$ (здесь N – число компонентных информационных потоков или многоканальных оптических сигналов), объединяющий N многоканальных оптических сигналов в групповой оптический поток и направляющий его в оптическое волокно (ОВ); ODMUX – оптический демультиплексор, осуществляющий на приеме обратные преобразования.

При временном мультиплексировании, как на уровне электрических сигналов, так и на уровне оптических, требуется передача коротких (наносекундных) световых импульсов. Однако передача субнаносекундных импульсов предъявляет чрезвычайно высокие, близкие к предельным, требования к быстродействию оптоэлектронных компонентов оптических передатчиков и приемников ВОСП. Кроме того, скорость передачи или широкополосность оптических трактов ограничивается дисперсионными свойствами ОВ.

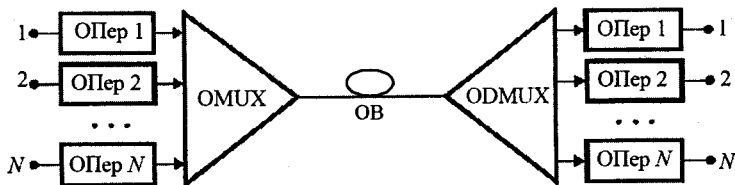


Рис. 7.10. Временное мультиплексирование на уровне оптических сигналов

Использование технологии TDM позволило увеличить пропускную способность волоконно-оптических линий связи до 10 Гбит/с. Линии со скоростью 10 Гбит/с будут постепенно заменять первоначально использовавшиеся системы TDM со скоростью 2,5 Гбит/с. Скорость передачи 10 Гбит/с в некотором роде разграничивает два типа систем TDM. Выше этой скорости некоторые основные характеристики оптического волокна (поляризационная модовая дисперсия, хроматическая дисперсия) начинают значительно влиять на качество передачи и должны приниматься во внимание при разработке систем связи. Это является серьезным препятствием для ведущихся в настоящее время разработок систем TDM со скоростями передачи 40 Гбит/с и выше. Кроме того, для дальнейшего увеличения скорости требуются новые методы модуляции лазерного излучения, что ведет к росту сложности и стоимости приемо-передающего оборудования.

Дальнейшее увеличение скорости передачи с помощью технологии TDM требует разработки и внедрения исключительно сложных и дорогостоящих электронных компонентов, кроме того, повышаются требования к точности синхронизации при мультиплексировании и демultipлексировании на сверхвысоких частотах.

Одной из перспективных технологий сверхдальней связи считается солитонная передача данных. Солитон – это особый вид светового импульса, который при распространении в определенной среде и, в частности – оптическом волокне, сохраняет свою форму (преимущественно гауссову). При усилении солитона через равные расстояния теоретически он может распространяться сколь угодно далеко. Это связано с тем, что показатель преломления среды, в которой распространяется солитон, изменяется в зависимости от мощности сигнала. При малых мощностях сигнала это изменение незначительно, и им можно пренебречь. При большой мощности сигнала солитон обладает исключительной стабильностью параметров распространения и устойчивостью к внешним возмущениям. Несмотря на то что дальность распространения солитонов ограничена затуханием сиг-

нала в волокне, эта технология может успешно применяться для передачи сигналов большой мощности на большие расстояния. При солитонной передаче сигналов используют кодирование с возвратом к нулю.

Технологией, позволяющей многократно (более чем в 100 раз) повысить емкость ВОЛС при использовании существующего активного оборудования, является технология спектрального разделения каналов передачи. Эта технология в зарубежной литературе получила название *wavelength division multiplexing (WDM)*. В отечественной литературе более 20 лет применяется термин спектральное уплотнение (СУ). Используются также термины оптическое мультиплексирование с разделением по длинам волн, волновое или спектральное мультиплексирование. В руководящем документе отрасли связи (РД 45.286-2002) используется термин волоконно-оптические системы передачи со спектральным разделением (ВОСП-СП).

Сущность метода WDM заключается в одновременной передаче по одному ОВ нескольких независимых спектрально разнесенных оптических несущих, каждая из которых модулируется многоканальным сигналом, сформированным соответствующим каналообразующим оборудованием. Каждая компонента с определенной длиной волны представляет собой отдельный оптический канал передачи информации со своим передатчиком и приемником. Добавление нового канала в линию связи сводится к введению новой компоненты светового пучка на незанятой длине волны и никак не затрагивает работу уже существующих каналов передачи сигналов. Для передачи информации по разным каналам могут использоваться аналоговые и цифровые сигналы, различные протоколы и скорости передачи. Такая возможность объединения, передачи по волокну и последующего разделения каналов с разными длинами волн несущей основана на принципе суперпозиции (независимости) волн в линейной оптике. Нелинейное взаимодействие волн может привести к появлению нежелательных перекрестных помех, и поэтому требуется принимать меры по ослаблению нелинейных эффектов в WDM-системах связи.

Структурная схема ВОСП со спектральным разделением оптических каналов показана на рис. 7.11, где к уже принятым обозначениям добавляются новые: ОФМС – оборудование формирования многоканального сигнала, представляющего совокупность каналообразующего оборудования (КОО) и оборудования сопряжения (ОС), предназначенного для формирования электрического сигнала, параметры которого согласованы с оптическим передатчиком (ОПер) и оптическим приемником (ОПр); УСО (или MUX – мультиплексор WDM) – устройство спектрального объединения, осуществляющее ввод различных оптических несущих в одно волок-

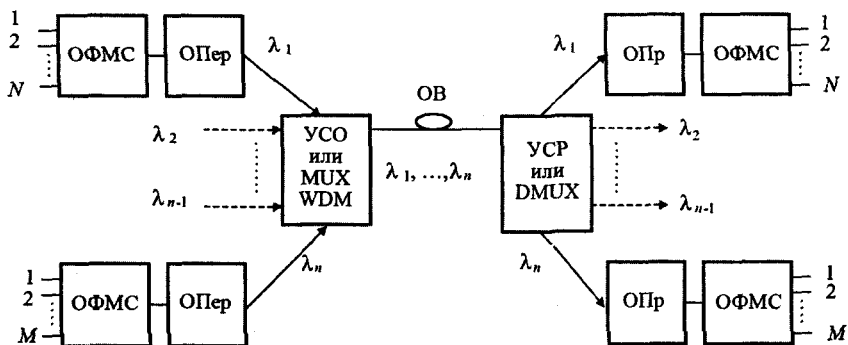


Рис. 7.11. Структурная схема ВОСП со спектральным разделением

но (ОВ); УСП (или DMUX – демультиплексор WDM) – устройство спектрального разделения, где оптические несущие разделяются и поступают на оптические приемники.

На передающей станции имеется n систем передачи (однотипных или разнотипных), сигналы которых подаются на n оптических передатчиков, излучающих различные оптические несущие $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{n-1}, \lambda_n$. С помощью УСО осуществляется ввод различных оптических сигналов в ОВ.

На приемной стороне в УСП оптические несущие разделяются и подаются на оптические приемники и далее на ОФМС. Таким образом, по одному ОВ организуется n спектрально разделенных оптических каналов, т. е. пропускная способность ОВ увеличивается в n раз по сравнению с традиционным построением оптических систем передачи. Кроме того, этот метод позволяет обеспечить развитие сетей связи без проведения дополнительных строительных работ, а также создавать разветвленные сети любой структуры с пассивными элементами спектрального уплотнения в местах разделения или выделения световых потоков.

Для объединения и разделения оптических несущих могут использоваться различные оптические спектральные устройства: мультиплексоры, демультиплексоры, работа которых основана на явлениях физической оптики: дисперсия, дифракция и интерференция. В основе структуры мультиплексоров и демультиплексоров может быть оптическая призма, многослойный диэлектрик, дифракционная решетка и др.

Такая система передачи точка-точка обеспечивает увеличение пропускной способности линии связи между двумя узлами. Однако возможности и преимущества технологии WDM в еще большей степени раскрываются в сложных насыщенных сетях связи, содержащих много различных узлов.

На промежуточных узлах некоторые каналы могут быть добавлены или выделены из составного сигнала посредством мультиплексоров ввода/вывода, а остальные каналы проходят через узел без преобразования в электрический сигнал. В некоторых узлах устройства оптической кросс-коммутиации позволяют перенаправлять каналы по новым направлениям.

Рост пропускной способности при использовании технологии WDM осуществляется без дорогостоящей замены оптического кабеля. Применение технологии WDM позволяет сдавать в аренду не только оптические кабели или волокна, но и отдельные длины волн, т. е. реализовать концепцию виртуального волокна. По одному волокну на разных длинах волн можно одновременно передавать самые разные приложения – кабельное телевидение, телефонию, трафик Интернет, видео по требованию и т. д. Как следствие этого, часть волокон в оптическом кабеле можно использовать для резерва.

Применение технологии WDM позволяет исключить дополнительную прокладку оптических кабелей в существующей сети. Даже если в будущем стоимость волокна уменьшится за счет использования новых технологий, волоконно-оптическая инфраструктура (проложенное волокно и установленное оборудование) всегда будет стоить достаточно дорого. Для ее эффективного использования необходимо иметь возможность в течение долгого времени увеличивать пропускную способность сети и менять набор предоставляемых услуг без замены оптического кабеля. Технология WDM предоставляет именно такую возможность.

Первые исследования WDM-технологии, проведенные в 1980-х годах, продемонстрировали возможность объединения оптических несущих, разделенных спектральным интервалом 10 – 25 нм, для передачи сигналов по многомодовому волокну в локальных сетях, при этом рабочие длины волн лежали в первом (850 нм) и втором (1310 нм) окнах прозрачности. Однако эти работы не привели к разработке промышленных систем, главным образом по экономическим соображениям.

Первыми WDM-системами, нашедшими практическое применение, стали двухволновые WDM-системы, объединившие две основные несущие длины волн 1310 нм и 1550 нм из 2-го и 3-го окон прозрачности в одном одномодовом волокне. Практический успех двухволновых WDM-систем обусловлен тем, что они позволяют либо удвоить скорость передачи сигналов по одному волокну, либо создать дуплексные системы на одном волокне, не изменяя существующего активного оборудования и используя простые и надежные двухволновые мультиплексоры/демультиплексоры. Простота таких систем, обусловленная очень большим спектральным интервалом (более 200 нм), вместе с тем ограничивает даль-

нейший рост их пропускной способности. Реально двухволновые WDM-системы позволяют подключить еще только один канал с длиной волны 1650 или 1490 нм.

Двухволновые WDM-системы широко используются в сетях доступа, в частности в пассивных оптических сетях (PON).

В середине 1990-х годов благодаря широкому внедрению оптических усилителей на основе волокон, легированных эрбием (EDFA, Erbium doped fiber amplifier), начинает бурно развиваться технология спектрального мультиплексирования с плотным расположением спектральных каналов, для обозначения которой используется аббревиатура DWDM (Dense WDM). Экономическая эффективность систем DWDM в системах дальней связи резко увеличилась с применением оптических усилителей, так как одно устройство – усилитель – заменило десятки регенераторов, использовавшихся до появления оптических усилителей для восстановления оптических сигналов каждого спектрального канала отдельно. Системы электрической регенерации сигналов, применяемые, например, в сетях SDH, являются весьма дорогими и, кроме того, протоколно зависимыми, так как они могут воспринимать только определенный вид кодирования сигнала.

В силу того, что основной рабочий диапазон усилителей EDFA лежит в пределах длин волн 1525...1565 нм, появилась необходимость вместить в этот промежуток как можно больше каналов. Наиболее широкое распространение получили системы, в которых предусмотрено расположение каналов с частотным интервалом, равным 100 ГГц, что в области 1550 нм соответствует спектральному интервалу 0,8 нм. Ведутся работы по созданию систем с частотным интервалом 50 ГГц (0,4 нм) и даже 25 и 12,5 ГГц.

Однако системы с интервалом 50 ГГц вряд ли будут востребованы в ближайшее время из-за высокой стоимости, с одной стороны, и из-за повышения скорости передачи информации по каждому каналу, с другой.

Технология DWDM оказалась незаменимой в линиях дальней связи, в которых необходимо передавать огромные потоки информации на большие расстояния, требующие применения оптических усилителей. Кроме того, в последнее время активно развиваются городские сети и сети доступа, в которых также целесообразно применение технологий спектрального мультиплексирования. В некоторых из них не требуются столь высокие суммарные потоки информации, которые обеспечивает технология DWDM. Поэтому вновь возродился интерес к WDM-системам с менее плотным расположением спектральных каналов. Такие системы называются системами с грубым спектральным мультиплексированием, и для них принято международное обозначение CWDM (Coarse WDM). Между-

народным стандартом ITU G.694.2 установлена спектральная сетка для центральных длин волн CWDM-каналов. Соседние каналы разделены спектральным интервалом 20 нм в диапазоне длин волн от 1270 до 1610 нм.

Стандарт определяет и область применения технологии CWDM – городские сети с расстоянием до 50 км.

Основное преимущество технологии CWDM перед технологией DWDM – меньшая стоимость. Оценки, сделанные различными авторами, показывают, что цены на CWDM-системы в 1,5–2,5 раза ниже цен на аналогичные DWDM-системы. Снижение цены обусловлено меньшей стоимостью компонентов. В частности, используемые в CWDM-системах оптические передатчики не требуют температурной стабилизации (в системах DWDM температурная стабилизация лазеров обязательна), стоимость CWDM-мультиплексоров ниже стоимости DWDM-мультиплексоров. Главный недостаток технологии CWDM заключается в ограниченных возможностях масштабирования т. е. увеличения суммарного по всем каналам потока передаваемой информации по мере роста потребностей заказчика.

Выделяют три основных достоинства технологии WDM:

1. Пропускную способность транспортной сети с WDM можно наращивать, увеличивая число каналов (длин волн), применяемых в системах передачи, и не повышая скорости передачи в едином составном канале, как это реализовано в технологии TDM.

2. Транспортные сети, основанные на технологии WDM, обладают большой гибкостью, так как, во-первых, каждый спектральный канал можно использовать независимо для передачи различных видов трафика. Например, на одной длине волны можно передавать Internet, на другой SONET или ATM. Во-вторых, можно не ограничиваться использованием только физической топологии сети, а строить также различного рода виртуальные сети.

3. Сигналы, передаваемые по одному волокну, во всех спектральных каналах можно усиливать с помощью одного оптического усилителя. Этим оптические усилители выгодно отличаются от ретрансляторов, где для каждого спектрального канала необходимо использовать отдельный электрический усилитель.

Оптические усилители появились во втором поколении WDM систем. В них использовались волокна, легированные эрбием (EDFA-Erbium Doped Fiber Amplifier) и обеспечивающие усиление сигналов в диапазоне длин волн 1525...1565 нм. В этих системах для передачи данных использовалось третье окно прозрачности с интервалом частот между каналами 400 ГГц. Дальнейшее развитие технологии уплотнения каналов по длинам волн связано с расширением полосы усиления оптических усилителей и уменьшением интервала частот между спектральными каналами.

В зависимости от интервала частот между спектральными каналами WDM системы делятся на два основных класса: системы плотного спектрального уплотнения (dense-WDM (DWDM)), дальнейшим развитием данной технологии стала технология спектрального уплотнения высокой плотности (HDWDM – High density WDM) и системы грубого спектрального уплотнения (coarse-WDM (CWDM)) или, как их ещё иногда называют, (wide WDM (WWDM)). Несущие частоты для систем DWDM и CWDM определяются стандартами Международного Союза Электросвязи (МСЭ) (ITU – International Telecommunication Union): рекомендация ITU-T G.694.1 определяет сетку частот для DWDM, а рекомендациях ITU-T G.694.2 определяет распределение длин волн для CWDM.

В ноябре 2003 г. МСЭ утвердил новую рекомендацию ITU-T G.695, которая определяет такие характеристики систем CWDM, как допустимое затухание сигнала, допустимые уровни мощности, покрываемое расстояние.

Некоторые особенности рассматриваемых технологий представлены в табл. 7.1.

Таблица 7.1

Параметры	CWDM	DWDM	HDWDM
Разнос длин волн (частот) каналов	20 нм или 25 нм	< 1,6 нм (200, 100, 50 ГГц)	< 0,4 нм (25, 12,5 ГГц)
Используемые диапазоны	O, E, S, C и L	S, C и L	C и L
Типичное число каналов	18 максимум	Десятки каналов (до нескольких сотен)	Десятки каналов
Стоимость канала	Низкая	Высокая	Высокая

Примечание: В соответствии с рекомендацией ITU T G.694.2, в таблице использованы следующие обозначения спектральных диапазонов:

- O – начальный, первичный (Original, 1260...1360 нм);
- E – расширенный (Extended, 1360...1460 нм);
- S – коротковолновый (Short wavelength, 1460...1530 нм);
- C – обычный, стандартный (Conventional, 1530...1570 нм);
- L – длинноволновый (Long wavelength, 1570...1625 нм).

Грубое спектральное уплотнение (Coarse Wavelength Division Multiplexing, CWDM) характеризуется тем, что расстояние между соседними каналами равно 20 нм (в некоторых случаях 25 нм). Это в десятки раз больше, чем расстояние между каналами при плотном спектральном уплотнении (DWDM). В отличие от других форм WDM технология CWDM использует существенно более широкую полосу частот, которая может включать несколько стандартных для оптических систем связи диапазонов частот (окон прозрачности). В CWDM-системах могут одновременно работать до 18 каналов и использоваться как многомодовые, так и одномодовые волокна.

Сравнение CWDM и DWDM. В WDM оптике основная стоимость приходится на мультиплексоры и демультиплексоры. Причем, чем ближе расположены спектральные каналы в системе, тем труднее избежать появления в ней перекрестных помех. Известно несколько технологических решений, позволяющих создавать мультиплексоры и демультиплексоры, пригодные для применения в DWDM системах, но стоимость их высока. Естественно, что при большом расстоянии между каналами избежать перекрестных помех значительно проще. С помощью недорогой технологии нанесения интерференционных покрытий достаточно просто изготовить фильтр с единичным пропусканием в полосе 13 нм (вносимые потери 1 дБ) и уровнем подавления перекрестных помех в 30 дБ на расстоянии в 20 нм.

В CWDM системах существенно снижаются и требования к рабочей длине волны лазеров и температурной стабилизации лазера. Разброс рабочих длин волн при производстве DFB лазеров составляет ± 2 нм, а температурный дрейф 0,09 нм на 1°C . Для CWDM систем это вполне допустимо, учитывая, что ширина полосы фильтра около 13 нм. В DWDM системах приходится использовать более дорогую технологию для изготовления лазеров с рабочей длиной волны, заданной с высокой точностью. Кроме того, эти лазеры приходится устанавливать на термоэлектрические холодильники для того, чтобы поддерживать их температуру с точностью около 2°C .

Обобщая преимущества технологии грубого спектрального уплотнения по сравнению с DWDM-технологией, можно выделить следующее:

- компактные размеры оборудования;
- низкая потребляемая электрическая мощность;
- возможность использования многомодовых волокон;
- уменьшение капитальных затрат при строительстве сети, за счет применения в CWDM-оборудовании недорогих передатчиков, устройств разделения оптических каналов и схем мультиплексирования/демультиплексирования;

– снижение эксплуатационных расходов за счет уменьшения затрат на электроэнергию для обеспечения бесперебойного питания и создания требуемых условий окружающей среды.

Главным недостатком технологии CWDM является сравнительно небольшое допустимое расстояние между узлами. Использование оптических усилителей для увеличения дальности передачи приводит к удорожанию сети, тем более что перекрыть одним оптическим усилителем всю полосу CWDM-системы невозможно, а использование усилителей на отдельные диапазоны приведет к еще большим затратам. Относительно малое число каналов не является весомым недостатком, так как емкость возможных 16–18 оптических каналов, как правило, намного превышает современные потребности операторов связи в полосе пропускания, и такая ситуация сохранится в течение ближайших лет.

В настоящее время технология грубого спектрального уплотнения CWDM получает все большее распространение, особенно в сетях городского и регионального масштаба. Системы DWDM эффективно применяются в магистральных транспортных сетях, где основным требованием является большая пропускная способность сети и возможность её быстрого увеличения.

Недостаточная масштабируемость систем CWDM может быть преодолена внедрением гибридной технологии: DWDM поверх CWDM.

Новая концепция мягкой миграции от CWDM к DWDM позволяет объединить преимущества обеих систем. При соответствующем выборе лазера в одном канале CWDM можно организовать до восьми каналов DWDM, не нарушая работоспособности других каналов CWDM. При таком режиме работы каналы DWDM должны при помощи подходящего мультиплексора/демультиплексора соединяться с пассивным каналом CWDM.

В результате можно получить гибкое и экономное решение. Имея в своем распоряжении всего восемь каналов в системе CWDM, при необходимости увеличения их числа можно один из активных каналов CWDM перевести в пассивный режим и организовать в нем до восьми каналов DWDM. Для этого необходимо только подключить шасси DWDM с поддержкой восьми каналов. Семь оставшихся каналов CWDM плюс восемь новых DWDM дают в сумме 15 рабочих каналов. При возникновении необходимости в дальнейшем расширении системы можно проделать еще одну такую же операцию. В конце концов, восьмиканальная система CWDM превратится в 64-канальную систему DWDM, для чего потребуются не слишком большие затраты, при этом можно использовать уже имеющуюся систему.

Сравнение систем TDM и WDM. В принципе, технология TDM дает возможность передачи по линии связи каналов, разнородных по типу передаваемых данных. Технология TDM позволяет разделить волоконно-оптический кабель на множество каналов, по которым с различными скоростями передаются различные типы трафика. Возможны различные способы распределения тайм-слотов. Они могут быть постоянно закреплены за определенными приложениями или выделяться по требованию DAMA (Demand Assignment Multiple Access). Можно изменять продолжительность тайм-слотов или полностью их исключить. В последнем случае данные передаются в виде отдельных пакетов, каждый из которых включает адрес источника и отправителя (статистическое мультиплексирование). Несмотря на все эти возможности, технология TDM работает лучше всего, когда по всем логическим каналам передается один тип трафика, а все тайм-слоты имеют одинаковую продолжительность и постоянно закреплены за отдельными каналами. Этот вариант технологии TDM достаточно прост в реализации и управлении, и его эксплуатационные издержки также меньше.

В технологии WDM каналы полностью независимы, а потому она дает большую гибкость, чем технология TDM. Технология WDM позволяет без каких-либо трудностей передавать по линии связи множество каналов, тип трафика и скорость передачи данных в каждом из которых могут существенно различаться. По различным каналам WDM в одном волокне могут передаваться трафик Ethernet (10/100/1000 Мбит/с), цифровое видео и тестовые сигналы, и эта система будет легко управляться. Добавление новых каналов в существующую систему WDM не вызывает проблем и не требует заново распределять все тайм-слоты, как в технологии TDM.

Скорость передачи. В технологии TDM пропускная способность увеличивается за счет увеличения скорости передачи битов в линии связи. Насколько быстрой может быть сделана эта скорость – в пределах определенных фундаментальных ограничений оптического волокна – зависит от используемых электронных цифровых компонентов. Все эти компоненты должны работать со скоростью, равной или близкой к суммарной скорости передачи линии связи. То есть, для каждого канала, независимо от его пропускной способности, должно быть установлено электронное оборудование, способное поддерживать полную пропускную способность линии связи.

Оптическое волокно позволяет передавать данные со скоростью в несколько Тбит/с, в то время как коммерчески доступные цифровые электронные устройства в настоящее время выполняют лишь порядка 1 миллиарда операций в секунду (1 Гбит/с). Несмотря на то что быстродействие электронных устройств продолжает расти, технология TDM всегда будет

иметь экономические ограничения из-за необходимости установки на каждый канал самого современного оборудования, поэтому едва ли с помощью технологии TDM когда-либо будет достигнута суммарная скорость передачи по линии связи, соизмеримая с огромной пропускной способностью волоконно-оптического кабеля. Это ограничение касается как глобальных, так и локальных сетей передачи данных.

Хотя к оконечному электронному оборудованию для отдельных каналов WDM и предъявляются определенные требования, как и в системах TDM, все остальное оборудование в канале может поддерживать только скорость передачи по этому каналу, а не полную скорость составного сигнала. Таким образом, полная пропускная способность линии связи не ограничена скоростью работы используемых электронных устройств. При необходимости, полную пропускную способность можно увеличить в любой момент, просто добавив в существующую систему WDM несколько каналов. Самую быструю линию связи TDM, которую только можно создать с использованием наиболее современной техники, в системе WDM можно передавать как один из многих каналов. Технология WDM позволяет достичь суммарной скорости передачи по линии связи, которая сопоставима с огромной пропускной способностью, предоставляемой оптическим волокном.

7.4. Источники оптического излучения

Оптический передатчик ВОСП реализуется в виде единого передающего оптического модуля (ПОМ) – электронно-оптического преобразователя, осуществляющего преобразование электрических сигналов в оптические соответствующей длины волны.

Обобщенная структурная схема ПОМ приведена на рис. 7.12, где приняты следующие обозначения:

ФМС – формирователь модулирующего сигнала, осуществляющий преобразование сигнала, поступающего с выхода оборудования сопряжения, к виду, обеспечивающему оптимальный режим работы оптического модулятора или источника оптического излучения;

МОИ – модулятор оптического излучения, в котором осуществляется модуляция одного из параметров оптического излучения (интенсивности, частоты, фазы, поляризации и др.);

ИОИ – источник оптического излучения;

ОР – оптический разветвитель, обеспечивающий отвод оптического сигнала на СРРИОИ – стабилизатор режима работы источника оптического излучения;

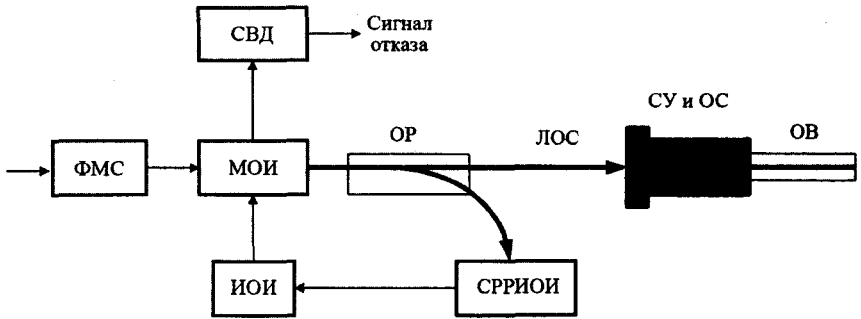


Рис. 7.12. Обобщенная структурная схема оптического передатчика

ЛОС – линейный оптический сигнал (модулированное оптическое излучение, передаваемое по оптическому кабелю);

СВД – схема встроенной диагностики, предназначенная для контроля работоспособности ПОМ; СУ и ОС – согласующее устройство и оптический соединитель, обеспечивающие ввод сигнала в оптический кабель;

ОВ – оптическое волокно.

Основным блоком, определяющим качество функционирования ПОМ, является источник оптического излучения.

К источникам оптического излучения предъявляются следующие требования:

- длина волны оптического излучения должна совпадать с одним из окон прозрачности оптического волокна;
- достаточно большая мощность выходного излучения и эффективность его ввода в оптическое волокно;
- возможность модуляции оптического излучения различными способами;
- достаточно большой срок службы;
- минимальное потребление электрической энергии;
- минимальные габариты и вес;
- простота технологии производства, обеспечивающая невысокую стоимость и высокую воспроизводимость параметров и характеристик.

Наиболее полно этим требованиям удовлетворяют источники оптического излучения на основе светоизлучающих диодов (СИД) и полупроводниковых лазерных диодов (ЛД).

Основными параметрами источника оптического излучения являются:

- 1) длина волны λ_0 , мкм, соответствующая одному из минимумов спектральной характеристики затухания оптического волокна;
- 2) ширина спектра $\Delta\lambda$, нм;

3) мощность W , мВт, или абсолютный уровень мощности p , дБм;

4) ток возбуждения источника оптического излучения I_b , мА, под которым понимается минимальное значение тока, обеспечивающее устойчивое излучение;

5) эффективность излучения, т. е. коэффициент полезного действия (КПД) источника оптического излучения, под которым понимается отношение вида

$$\eta = \frac{W_0}{W_{\text{пот}}} \cdot 100 (\%), \quad (7.3)$$

где W_0 – мощность оптического излучения; $W_{\text{пот}}$ – мощность, потребляемая источником оптического излучения от внешнего источника электрической энергии;

6) время нарастания импульса $t_{\text{нар}}$, за которое его амплитуда возрастает от 0,1 до 0,9 своего номинального значения;

7) максимальная скорость передачи информации C , Мбит/с, или частота модуляции $F_{\text{мод}}$, МГц;

8) шумы источников оптического излучения.

Основными характеристиками источников оптического излучения являются:

1) ватт-амперная характеристика $W_0 = f(I_b)$, описывающая зависимость мощности оптического излучения W_0 от тока возбуждения I_b (или инжекции – $I_{\text{и}}$); примерные ватт-амперные характеристики СИД и ЛД приведены на рис. 7.13;

2) спектральная характеристика излучения при различных величинах тока возбуждения (инжекции), показывающая зависимость относительной

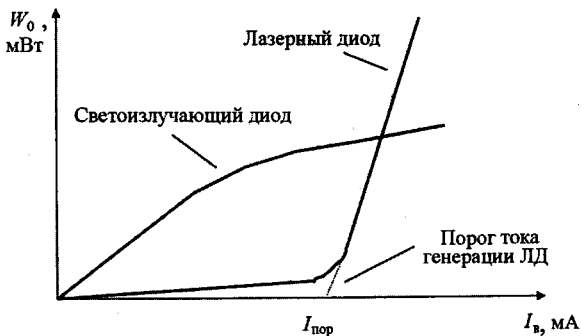


Рис. 7.13. Ватт-амперная характеристика источника оптического излучения

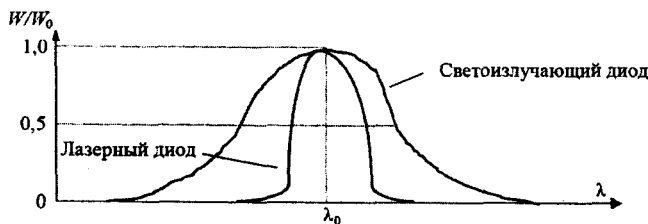


Рис. 7.14. Спектральная характеристика источника оптического излучения

мощности оптического излучения $W/W_0 = f(\lambda, I_s)$ от длины волны, здесь W_0 — мощность излучения на номинальной длине волны λ_0 и W — на текущей длине волны в пределах соответствующего окна прозрачности оптического волокна; типичная спектральная характеристика источников приведена на рис. 7.14;

3) диаграмма направленности, представляющая собой пространственную характеристику излучения. После выхода света из источника начинается расширение светового пучка, и только часть его попадает в оптическое волокно. Чем уже диаграмма направленности, тем большая часть света может попасть в волокно.

На рис. 7.15 представлены типичные диаграммы направленности для светоизлучающих и лазерных диодов. Диаграмма направленности лазерного диода ближе к эллиптической форме, а светоизлучающего диода — к сферической. Когда диаметр источника излучения d_n не соответствует диаметру сердцевины волокна d_b , потери излучения могут быть определены из следующего выражения:

$$A_d = 20 \lg \frac{d_n}{d_b}.$$

Если апертура NA_n источника больше, чем NA_b волокна, то потери A_d , вызванные этим рассогласованием, равны

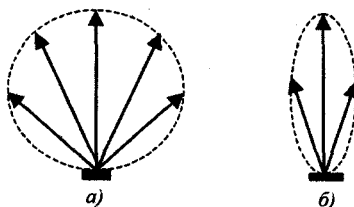


Рис. 7.15. Диаграмма направленности источников оптического излучения: а — светоизлучающий диод; б — лазерный диод

$$A_a = 20 \lg \frac{NA_n}{NA_b} \quad (7.4)$$

Потери будут отсутствовать, если диаметр и апертура волокна больше диаметра и апертуры источника излучения.

Рассмотрим, например, источник оптического излучения с выходным диаметром пучка $d_n = 100$ мкм и апертурой $NA_n = 0,3$ и подключенное к нему волокно с диаметром $d_b = 62,5$ мкм и $NA_b = 0,275$. Потери из-за расогласования параметров волокна и источника излучения будут равны

$$A_d = 20 \lg \frac{d_n}{d_b} = 20 \lg \frac{100}{62,5} = 4,08 \text{ дБ}$$

и

$$A_a = 20 \lg \frac{NA_n}{NA_b} = 20 \lg \frac{0,3}{0,275} = 20 \lg 1,091 = 0,76 \text{ дБ}$$

Общие потери составляют $A_n = 4,08 + 0,76 = 4,84$ дБ. Если выходная мощность источника излучения составляет 1 мВт, то только 0,328 мВт попадет в волокно.

7.5. Приемники оптического излучения

Обобщенная структурная схема оптического приемника, реализуемого в виде единого приемного оптоэлектронного модуля (ПРОМ), представлена на рис. 7.16, где ОК – оптический кабель; ОС – оптический соединитель; ФД – фотодиод или фотодетектор; ПМШУ – предварительный малшумящий усилитель; МУ с АРУ – мощный усилитель с автоматической регулировкой усиления; ФК – фильтр-корректор.

Оптический сигнал с выхода ОК через оптический соединитель ОС поступает на фотодетектор ФД, где происходит его преобразование в электрический сигнал. На выходе ФД электрический сигнал весьма мал и сопровождается различного вида шумами. Для его усиления используется

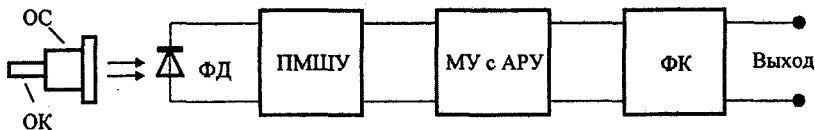


Рис. 7.16. Обобщенная структурная схема оптического приемника

предварительный малошумящий усилитель. Усиленный электрический сигнал далее усиливается мощным усилителем с автоматической регулировкой усиления МУ с АРУ и затем с помощью фильтра-корректора ФК осуществляется отфильтровывание помех и коррекция формы электрического сигнала, который и подается на оборудование сопряжения тракта приема ВОСП

Базовым элементом оптического приемника ВОСП является фотодетектор – оптоэлектронный прибор, преобразующий оптический сигнал в электрический сигнал соответствующей формы.

Фотодетектор реализуется на основе полупроводниковых фотодиодов (ФД) с обратносмещенными p - n переходами, работающими на принципах внутреннего фотоэффекта. В технике оптических систем передачи широкое применение находят два типа фотодиодов: p - i - n и лавинный.

Фотодиоды типа p - i - n . Структурная схема обратносмещенного p - i - n -фотодиода представлена на рис. 7.17. Название p - i - n -фотодиода происходит из сокращенных названий составляющих его слоев: p – positive (положительный), i – intrinsic (внутренний), n – negative (отрицательный).

Как следует из рис. 7.17, структура диода состоит из сильно легированного n^+ -слоя (подложки), слаболегированного i -слоя и тонкого сильно легированного p^+ -слоя. Толщина i -слоя должна быть во много раз больше, чем длина поглощения оптического излучения соответствующих длин волн. Так, если толщина тонкого p^+ -слоя не превышает 0,3 мкм, то ширина i -слоя составляет несколько десятков мкм.

Так как сильное легирование p - и n -слоев увеличивает их проводимость, то обратное смещение напряжением $E_{см}$, приложенное к этим слоям, создает в i -слое сильное внутреннее электрическое поле напряженностью E_v . При этом образуется обедненная зона, толщина которой сравнима с размером диода.

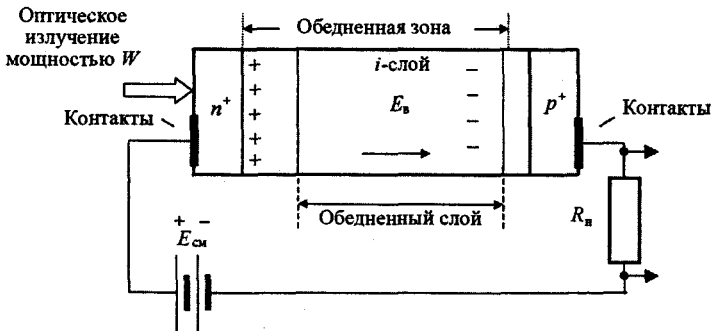


Рис. 7.17. Структурная схема p - i - n -фотодиода

Широкий i -слой приводит к увеличению интенсивности поглощения фотонов в обедненном слое, в результате чего падающие фотоны возбуждают ток во внешней цепи более эффективно и с меньшим запаздыванием. Носители, возникающие внутри обедненной зоны, мгновенно сдвигаются в сильном электрическом поле к p^+ - и n^+ -областям диода.

В результате поглощения кванта света с энергией hf в нагрузке диода R_n протекает импульс тока. Если каждый поглощенный квант рождает электронно-дырочную пару, то число носителей тока N , равное отношению мощности оптического излучения W к энергии кванта, умноженное на величину заряда носителя q , определит средний ток – фототок I_ϕ , протекающий через нагрузку R_n

$$I_\phi = qN = q \frac{W}{hf}.$$

Как правило, не все поглощенные кванты света приводят к появлению импульсов тока. Этот факт необходимо учитывать коэффициентом, характеризующим эффективность преобразования фотонов в электрический сигнал. Этот коэффициент η_ϕ называется *квантовой эффективностью (выходом)* фотодетектора. Следовательно, средний фототок, протекающий через нагрузку фотодетектора, будет равен

$$I_\phi = \eta_\phi q \frac{W}{hf}. \quad (7.5)$$

Коэффициент полезного действия фотодетектора, определяемый как отношение среднего значения фототока I_ϕ к среднему значению оптической мощности (А/Вт), называется *токовой чувствительностью*

$$S = I/W = \eta_\phi q / hf. \quad (7.6)$$

Отсюда следует, что чувствительность оптического приемника тем выше, чем больше квантовый выход η_ϕ , т. е. чем больше доля светового потока, поглощаемая в активной зоне фотодиода.

Токовая чувствительность S зависит от длины волны падающего излучения. Характер этой зависимости определяется спектральной характеристикой квантового выхода, которая обычно имеет вид плавной кривой с более или менее выраженным максимумом и определяется материалом полупроводника (рис. 7.18).

Квантовый выход η_ϕ фотодиода однозначно связан с токовой чувствительностью следующей зависимостью: $\eta \approx 1,24 S / \lambda$, где λ – длина волны, мкм.

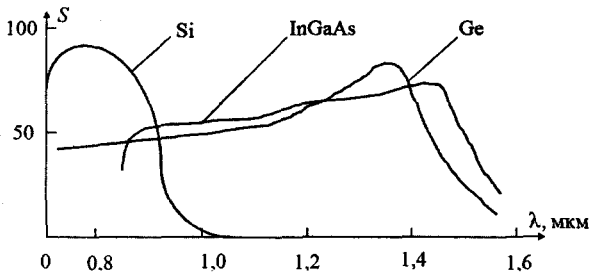


Рис. 7.18. Спектральная характеристика квантового выхода – квантовой эффективности

Конструктивно *p-i-n*-фотодиод выполняется так, чтобы максимально уменьшить долю поглощения излучения вне *i*-слоя. С этой целью переход формируется у самой поверхности кристалла. Следовательно, постоянная времени такого фотодиода определяется временем перехода носителей заряда через обедненный слой в сильном электрическом поле.

При отсутствии внешнего оптического излучения и наличии обратного смещающего напряжения в *p-i-n*-фотодиодах обедненный слой поляризуется и через нагрузку протекает постоянный ток I_T малой величины, который называется темновым током. Значение этого тока определяется свойствами полупроводникового материала, толщиной *p-i-n*-структуры и температурой окружающей среды.

В настоящее время *p-i-n*-фотодиоды являются довольно распространенным типом фотодетектора. Это объясняется простотой их изготовления, достаточно высокой временной и температурной стабильностью и относительно широкой полосой рабочих частот, они обладают хорошей линейностью в широком динамическом диапазоне (от нескольких пиковатт до нескольких милливатт), позволяют обрабатывать оптические сигналы, модулируемые частотами гигагерцового диапазона.

Для изготовления *p-i-n*-фотодиодов обычно используют кремний Si, германий Ge, арсенид галлия GaAs, соединения вида InAs, InGaAs, AlGaSb и InGaAsP. Кремниевые фотодиоды считаются идеальными для применения в ВОСП, работающих на длине волны от 0,6 до 1 мкм и квантовой эффективностью до 0,9. Для длин волн 1 мкм и выше (вплоть до 1,8 мкм) часто используют фотодиоды на основе германия. При использовании соединения вида $Al_xGa_{1-x}AsSb$ получены фотодиоды для работы на длинах волн от 0,9 до 1,3 мкм с квантовой эффективностью не хуже 0,8.

В фотодиодах *p-i-n*-типа каждый поглощенный фотон в идеале образует одну пару электрон – дырка, которая приводит к генерации тока во

внешней цепи. Квантовую эффективность фотодиода можно повысить путем использования лавинного усиления (умножения), реализуемого в структуре, называемой лавинным фотодиодом (ЛФД), где один фотон порождает большое количество электронов.

Лавинные фотодиоды. В основе работы ЛФД лежит процесс ударной ионизации в сильном электрическом поле, т. е. образование положительных и отрицательных ионов и свободных электронов из электрически нейтральных молекул и атомов полупроводника. При этом электроны в зоне проводимости могут приобрести кинетическую энергию большую, чем ширина запрещенной зоны, и выбивать электроны из валентной зоны. В валентной зоне образуются дырки, в зоне проводимости вместо каждого быстрого электрона появляются два медленных, которые, ускоряясь в сильном электрическом поле, становятся быстрыми и вызывают повторную ударную ионизацию. Вероятность ударной ионизации возрастает с ростом напряженности электрического поля (или ростом обратного смещающего напряжения). При некоторой напряженности поля ударная ионизация приводит к резкому увеличению плотности тока, т. е. к электрическому пробоему полупроводника. Следовательно, для создания условий ударной ионизации в структуре фотодиода необходимо создать сильное электрическое поле. Такое поле создается добавлением в структуру p - i - n -фотодиода дополнительного n^+ - p -перехода с обратным смещением (рис. 7.19).

При воздействии оптического излучения мощностью W на i -слой образуются пары электрон – дырка, называемые первоначальными носителями. Благодаря относительно небольшому полю i -слоя, происходит направленное движение носителей к соответствующим полюсам батареи смещения. При попадании свободных электронов из i -слоя в p -слой их

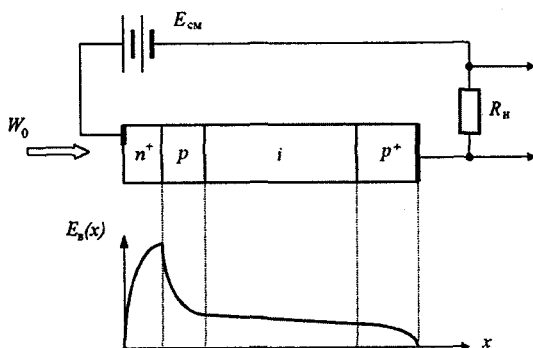


Рис. 7.19. Структура ЛФД и распределение его электрического поля

ускорение становится более ощутимым из-за высокой напряженности электрического поля n^+ - p -перехода. Ускоряясь в зоне проводимости p -слоя, такие быстрые электроны накапливают кинетическую энергию, достаточную, чтобы выбить (возбудить) два медленных электрона из валентной зоны в зону проводимости. В результате появляются свободные носители, называемые вторичными.

В зоне проводимости p -слоя происходит их повторное ускорение до получения кинетической энергии, соответствующей быстрому электрону, который ударной ионизацией снова порождает пару медленных электронов из валентной зоны. Этот процесс называется лавинным усилением или лавинным умножением.

Условия лавинного умножения достигаются увеличением напряжения обратного смещения до значения, чуть меньшего напряжения пробоя полупроводника, так, чтобы на n^+ - p -переходе установилось очень сильное поле (с напряженностью не менее 10^5 В/см).

Процесс лавинного умножения (усиления) ЛФД оценивается коэффициентом умножения M , который приближенно может быть представлен эмпирической формулой:

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{U_{см}}{U_{пр}} \right)^m}, \quad (7.7)$$

где $U_{см}$ – напряжение обратного смещения; $U_{пр}$ – напряжения пробоя; величина $m = (2 \dots 6)$ и определяется материалом проводника и конструкцией фотодиода.

Значение фототока через нагрузку R_n для ЛФД определяется по формуле:

$$I_{\phi} = 0,8 \lambda \eta_{\phi} M W. \quad (7.8)$$

Лавинный эффект приводит к увеличению темного тока ЛФД в M раз по сравнению с темновым током p - i - n -фотодиода.

Коэффициент умножения принимает различные значения в зависимости от напряжения смещения. При $U_{см} \approx U_{пр}$ происходит резкое увеличение коэффициента M , которое может принимать значения порядка $10^3 \dots 10^4$.

При низком напряжении $U_{см}$ ЛФД работает как p - i - n -фотодиод без усиления (умножения). Существует пороговое напряжение $U_{пор}$ для получения лавинного процесса ударной ионизации. Выше этого порога ЛФД будет генерировать ток без наличия возбуждающего оптического излучения.

Отметим, что коэффициент умножения сильно зависит от температуры, что является серьезным недостатком ЛФД. Поэтому в схемах смещения ЛФД необходимо предусмотреть меры, которые устраняли бы влияние изменений напряжения и температуры. Компромисс между величиной умножения и стабильностью работы ЛФД достигается при напряжении смещения, равном $0,95 U_{пр}$.

Фотодиоды характеризуются следующими основными параметрами:

- токовой чувствительностью S ;
- квантовой эффективностью η_{ϕ} ;
- предельной частотой, т.е частотой гармонической модуляции падающего на ФД модулированного по интенсивности излучения, при которой чувствительность ФД уменьшается до 0,707 чувствительности при немодулированном излучении; отметим, что предельная частота численно равна ширине полосы пропускания фотодиода ΔF_{ϕ} ;
- быстродействием, под которым понимается время нарастания τ_n или время спада τ_c фототока $I_{\phi}(t)$ при воздействии на ФД импульса оптического излучения $W(t)$ достаточно большой длительности (рис. 7.20).

Время спада и время нарастания называются *временем отклика*, т. е. временем, необходимым для преобразования мощности излучения в электрический ток. Быстродействие оценивается максимальным значением одной из составляющих времени отклика (обычно это время нарастания). Между временем нарастания фронта импульса и шириной полосы пропускания существует зависимость вида:

$$\Delta F_{\phi} = 0,35 / \tau_n. \quad (7.9)$$

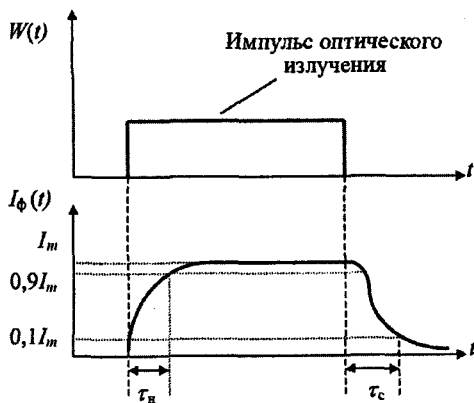


Рис. 7.20. К определению быстродействия фотодиода

Для ЛФД увеличение коэффициента усиления сопровождается уменьшением быстродействия. Поэтому параметром, характеризующим быстродействие ЛФД, является его добротность, под которой понимается произведение коэффициента умножения (усиления) M на ширину полосы пропускания ΔF_{ϕ} , численно равной предельной частоте.

7.6. Модуляция и демодуляция оптической несущей

Оптическую несущую можно представить как электрическое поле монохроматического излучения, мгновенное значение которого при фиксированных пространственных координатах равно

$$E(t) = E_M \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (7.10)$$

где E_M – амплитуда поля; ω_0 и φ_0 – соответственно частота и фаза оптической несущей.

Таким образом, оптическое излучение характеризуется амплитудой, частотой, мгновенной фазой, или поляризацией. Квадрат выражения (7.10) называется мгновенной интенсивностью оптического излучения, т. е.

$$E^2(t) = E_M^2 \cos^2(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (7.11)$$

где E_M^2 – амплитудное значение интенсивности.

Изменение амплитуды, частоты, фазы (или поляризации) и интенсивности оптического излучения под воздействием управляющего (модулирующего) сигнала называется *модуляцией*.

В оптическом диапазоне широко используются аналоговая, импульсная и цифровая модуляции: импульсно-кодовая модуляция (ИКМ), дельта-модуляция (ДМ) и их разновидности.

При аналоговой модуляции непрерывному изменению амплитуды информационного сигнала соответствует плавное изменение амплитуды (интенсивности), фазы оптической несущей частоты (аналоговые амплитудная модуляция – АМ, модуляция интенсивности – МИ, частотная модуляция – ЧМ, фазовая модуляция – ФМ).

Аналоговая поляризационная модуляция (аналоговая ПМ) может быть двух видов: линейная и круговая (циркулярная). При линейной ПМ угол вектора поляризации линейно-поляризованного колебания по отношению к опорному направлению пропорционален амплитуде информационного сигнала; при круговой ПМ отношение интенсивностей оптической несущей правого и левого круговых поляризованных состояний пропорционально амплитуде информационного сигнала.

При импульсной модуляции амплитуда, интенсивность, длительность,

ширина, частота, фаза оптических импульсов изменяются пропорционально амплитуде информационного сигнала (амплитудно-импульсная модуляция – АИМ, импульсная модуляция интенсивности – ИМИ, широтно-импульсная модуляция – ШИМ, частотно-импульсная модуляция и фазо-импульсная модуляция – ФИМ, называемая также позиционно-импульсной модуляцией – ПИМ).

Применение ШИМ в волоконно-оптических системах передачи (ВОСП) оказывается нецелесообразным, поскольку при этом виде модуляции сравнительно неэффективно используется выходная мощность источника оптического излучения и, кроме того, ее помехоустойчивость ниже по сравнению с другими видами импульсной модуляции. При ФИМ, ЧИМ и ИМИ для передачи информации используются относительно короткие импульсы одинаковой длительности, что позволяет более эффективно использовать выходную мощность оптического излучения.

Под цифровой модуляцией в самом общем случае понимается передача двоичной последовательности импульсов одинаковой амплитуды, длительности и фазы методами ИКМ или ДМ. При этом различают такие виды цифровой модуляции, как ИКМ – АМ (ИКМ – МИ), когда передаче единицы или нуля информационной последовательности импульсов соответствует максимальная или минимальная соответственно интенсивность (амплитуда) оптической несущей; при ИКМ – ЧМ единице информационной последовательности соответствует одно значение частоты оптической несущей, а нулю – другое значение.

При ИКМ – ФМ фаза оптической несущей манипулируется по отношению к опорной фазе на фазовый угол, равный нулю или π в соответствии с единицей или нулем исходной информационной последовательности. Импульсно-кодированную поляризационную модуляцию (манипуляцию) – ИКМ – ПМ можно осуществить в двух вариантах: линейно-ортогональном и циркулярно-ортогональном. В первом случае единица и нули исходной информационной последовательности различаются линейными ортогональными поляризациями оптического излучения (например, вертикальная поляризация соответствует единице, горизонтальная – нулю). Во втором случае единице соответствует правая круговая поляризация, а нулю – левая.

В настоящее время в технике ВОСП в основном находят применение цифровые методы передачи с модуляцией интенсивности оптического излучения, а также виды модуляции с поднесущими колебаниями и гетеродинными методами приема. Модулирующий сигнал может быть электрическим (ток, напряжение), акустическим, механическим и оптическим. Существуют разные способы модуляции параметров оптического излучения:

1. Прямая или непосредственная модуляция, при которой модуляция излучения лазерного (ЛД) или светоизлучающего диода (СИД) достигается изменением тока накачки или тока смещения.

2. Внешняя модуляция, при которой управляющий сигнал воздействует на оптическое излучение с помощью внешнего оптического модулятора.

3. Внутренняя модуляция, при которой преобразование излучения происходит в процессе его формирования непосредственно в источнике оптического излучения с помощью соответствующего оптического модулятора, помещаемого внутрь лазерного резонатора, например Фабри–Перо, и изменяющего его добротность.

В оптических системах передачи используется два метода приема модулированного оптического сигнала:

- прямая или непосредственная демодуляция модулированного по интенсивности оптического излучения;
- когерентный прием оптических сигналов, при котором применяется гетеродинный способ преобразования частот. При когерентном приеме возможны синхронная и несинхронная демодуляции по промежуточной частоте сигналов с различными видами модуляции.

Устройства, реализующие модуляцию оптической несущей, называются *оптическими модуляторами*.

Принципы действия оптических модуляторов реализуются на основе физических эффектов, протекающих при распространении светового потока в различных средах, как правило в кристаллах соответствующей структуры.

Так как прием оптического излучения, модулированного по частоте, фазе или поляризации, сопряжен с техническими трудностями, то на практике все эти виды модуляции оптической несущей преобразуют в амплитудную модуляцию (или модуляцию по интенсивности) либо непосредственно в модуляторе, либо с помощью специальных устройств, помещаемых перед оптическим модулятором.

Качество работы оптических модуляторов определяется такими параметрами, как управляющее напряжение и мощность, линейность модуляционной характеристики, динамический диапазон, глубина модуляции, потери света, широкополосность или быстродействие, экономичность в потреблении энергии.

Метод модуляции оптической несущей выбирается в каждом конкретном случае в зависимости от вида передаваемой информации и требований, предъявляемых к интенсивности светового потока, мощности модулирующего сигнала, коэффициенту (глубине) модуляции, а также от режима работы (импульсного или непрерывного).

7.6.1. Методы модуляции оптической несущей

Фактическим переносчиком данных в ОВ является оптическая несущая, излучаемая источником, модуляция которой может быть осуществлена следующими способами:

- непосредственной модуляцией оптической несущей линейной кодовой последовательностью – ЛКП;
- модуляцией с использованием промежуточной поднесущей, которая затем непосредственно модулирует оптическую несущую;
- модуляцией несущей с использованием специального модулятора, сигнал которого и модулируется с помощью ЛКП;
- модуляцией с использованием поднесущей и модулятора.

Непосредственная модуляция оптической несущей. Одним из основных методов модуляции оптического излучения является управление током накачки источников лазерного излучения. Реализация данного подхода сопряжена с определенными трудностями – необходимо обеспечить стабильность рабочей точки и снижение влияния нелинейной зависимости мощности излучения от тока через излучатель (нелинейности ватт-амперной характеристики). Устранение этих недостатков достигается построением модулятора на основе управляемых источников оптического излучения (УИОИ). Последние могут быть выполнены по принципу стабилизации мощности оптического излучения введением отрицательной обратной связи (ООС) по излучению и самонастройки. При этом все они построены по принципу непрерывного сравнения входного сигнала с выходным сигналом.

Рассмотрим более подробно УИОИ с ООС по излучению, структурная схема которого представлена на рис. 7.21, где В – выпрямитель, ВУ – вычитающее устройство, УИТ – управляемый источник тока, ЛД – лазерный диод, ФП – фотоприемник, ОК – оптический коллектор.

Согласно структурной схеме УИОИ с ООС по излучению, входной сигнал U_{inp} поступает через выпрямитель В на один из входов вычитающего устройства ВУ и затем на управляемый источник тока УИТ, к выходу которого подключен источник излучения ЛД. При этом управляющим сигналом для УИТ является разность выпрямленного входного сигнала U_1 и сигнала обратной связи U_2 .

Последний формируется фотоприемником ФП, который воспринимает часть светового потока, излучаемого ЛД. Оптическая связь ФП с ЛД может быть осуществлена светоделительной пластиной, сферическим зеркалом с отверстием для вывода полезного излучения и оптическим коллектором.

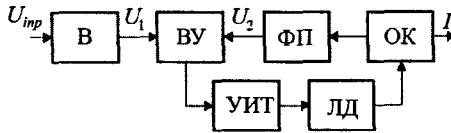


Рис. 7.21. Структурная схема УИОИ с отрицательной обратной связью по излучению

Вариант УИОИ с введением ООС по излучению является наиболее простым в реализации и в то же время обеспечивает надлежащую широкополосность и высокую точность.

Однако метод непосредственной модуляции оптической несущей имеет ряд существенных недостатков:

- нелинейная зависимость мощности излучения от тока через излучатель требует применения дополнительных схем линеаризации;
- метод помимо модуляции световой волны оказывает динамическое влияние на ее спектр, изменяя центральную длину волны излучения лазера, а также спектральный состав и амплитуды отдельных мод резонатора, причем, чем меньше количество излучаемых мод, тем существеннее это влияние;
- метод может быть использован не со всеми типами источников излучения;
- метод неудобен для систем WDM.

Поэтому возникла необходимость в использовании внешних модуляторов.

Модуляция с использованием промежуточной несущей. Вместо использования прямой модуляции, для которой электронные компоненты, учитывая высокую частоту оптической несущей (порядка 100 ТГц), достаточно дороги, можно осуществить процесс модуляции на более низких частотах, используя промежуточную несущую, или поднесущую, на радиочастоте в диапазоне 10 МГц...10 ГГц.

Этой модулированной поднесущей можно затем модулировать основную несущую. Основное отличие этой схемы модуляции от схемы прямой модуляции в том, что при этом могут быть использованы различные стандартные методы и устройства модуляции: амплитудные, частотные, фазовые и комбинированные, разработанные для конкретного диапазона радиочастот.

Использование поднесущей необходимо и при многоканальной модуляции в системах WDM. В этом случае отдельные входные потоки модулируют свои поднесущие, которые затем мультиплексируются в одну поднесущую, модулирующую оптическую несущую.

Модуляция с использованием внешнего модулятора. Использование специального внешнего модулятора, как правило, улучшает функциональные характеристики систем передачи и гибкость системы в целом, а также позволяет использовать готовые решения, наработанные в других областях и для других применений.

Модуляция с использованием поднесущей и модулятора. В этой схеме модуляции комбинируют два предыдущих метода. Она может быть применена для использования готовых решений одноканальных модуляторов в схемах WDM.

7.6.2. Типы оптических модуляторов

Действие оптических модуляторов основано на использовании различных физических эффектов, получаемых при протекании светового потока в различных средах, как правило в кристаллах соответствующей структуры. Наиболее часто в технике оптической связи используются акустооптические модуляторы, использующие законы акустооптики, и электрооптические модуляторы, использующие законы электрооптики.

Принцип действия акустооптического модулятора (АОМ) основан на зависимости показателя преломления некоторых оптически прозрачных материалов (например, ниобата лития LiNbO_3) от давления. Это давление может быть создано акустическими (ультразвуковыми) волнами, генерируемыми пьезоэлектрическим преобразователем – пьезокристаллом (ПК), наклеенным на образец акустооптического материала для создания акустооптической ячейки (АОЯ), являющейся основным элементом модулятора (см. рис. 7.22).

Акустическая волна создает в оптической среде структуру с периодически изменяющимся показателем преломления, играющую роль дифракционной решетки. Линии равного показателя преломления (на рис. 7.22 они показаны сплошными горизонтальными линиями) отстоят на длину акустической волны $\lambda_{\text{ав}}$.

АОЯ может быть использована в различных типах акустооптических приборов: дефлекторах, сканерах, модуляторах, фильтрах и процессорах в зависимости от того, каким параметром оптического луча осуществляется управление. Так как оптические модуляторы осуществляют модуляцию интенсивности оптического луча, то и от АОЯ требуется модуляция интенсивности луча.

При входе падающего пучка в АОЯ (рис. 7.22) в результате его взаимодействия с фронтом звуковой волны от ПК (характер взаимодействия зависит от соотношения диаметра пучка d , длины световой волны λ и внутрен-

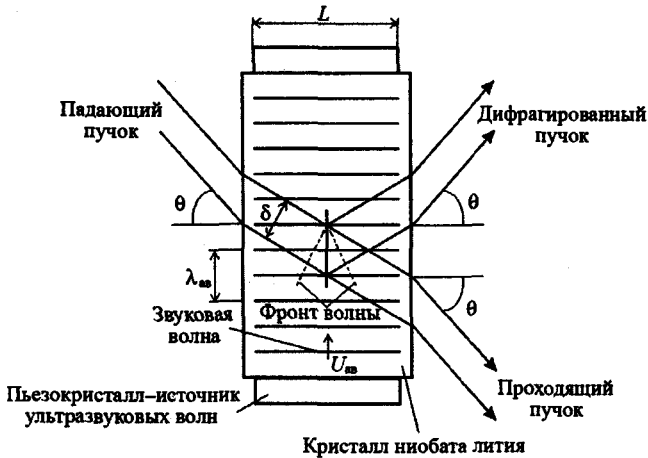


Рис. 7.22. Схема прохождения пучка света в АОЯ

него угла падения θ) возникает дифракция света на ультразвуке, приводящая к расщеплению падающего пучка на проходящий и дифрагированный. В оптических модуляторах используются условия возникновения дифракции Брэгга, т. е. выполняется соотношение

$$2\lambda_{ав} \sin \theta = m\lambda,$$

где $\lambda_{ав}$ играет роль постоянной решетки; m – порядок отражения; λ – длина световой волны в материале АОЯ.

Для целей модуляции обычно используется дифрагированный свет, так как полная (100%) модуляция проходящего света требует очень большой акустической мощности.

Для модуляции интенсивности отклоненного оптического луча мощность генератора акустических колебаний должна модулироваться по амплитуде, а переключение достигается путем включения и выключения сигнала генератора. Взаимодействие с амплитудно-модулированной звуковой волной и модулирует интенсивность дифрагированной волны, играющей роль выходной волны для модулятора. В результате акустооптического взаимодействия частота лазерного излучения смещается на величину, равную акустической частоте

$$f_{out} = f_{in} \pm f_{ав},$$

что связано с перемещением дифракционной решетки и может быть ис-

пользовано для гетеродинного детектирования, при котором происходит точное измерение фазовых параметров. При этом, если луч направлен против направления акустического распространения, выходная частота выше входной, в противном случае наоборот. Очевидно, что по мере увеличения частоты глубина модуляции уменьшается, ухудшая параметры системы, использующей акустооптический модулятор. Быстродействие модулятора определяется временем прохождения звукового сигнала через поперечное сечение светового пучка и имеет порядок 10^{-7} с.

К основным недостаткам АОМ можно отнести следующие:

- нелинейность функции преобразования;
- уменьшение реализуемой глубины модуляции с ростом частоты модуляции, что ограничивает их использование в высокоскоростных схемах SDH;
- смещение частоты модулированного лазерного излучения на величину акустической модулирующей частоты;
- невысокая эффективность дифракции, определяемая отношением интенсивностей дифрагированного и падающего пучков (ее увеличение достигается за счет увеличения мощности акустического сигнала).

Достоинствами АОМ являются простота реализации и надежность.

Самое широкое применение в оптических системах передачи нашли электрооптические модуляторы, принцип действия которых основан на использовании электрооптического эффекта в кристаллах. Оптические характеристики кристаллов, например, такие, как показатель преломления и поляризация света, зависят от распределения связанных зарядов (электронов и ионов) в среде.

Под действием приложенного электрического поля оно может меняться, что приводит к изменению показателя преломления и состояния поляризации. В кристаллах, не имеющих центральной симметрии, указанное действие проявляется в виде электрооптического эффекта Поккельса, при котором коэффициент преломления кристалла изменяется пропорционально приложенному электрическому полю.

В кристаллах с центральной симметрией наблюдается квадратичный электрооптический эффект Керра – явление, при котором коэффициент преломления кристалла изменяется пропорционально квадрату приложенного электрического поля. Эти два наиболее значительных электрооптических эффекта могут быть использованы при построении электрооптических модуляторов.

Электрооптические модуляторы на основе эффекта Поккельса. В настоящее время наиболее распространенным оптическим модулятором является ячейка Поккельса. Линейный эффект Поккельса на практике

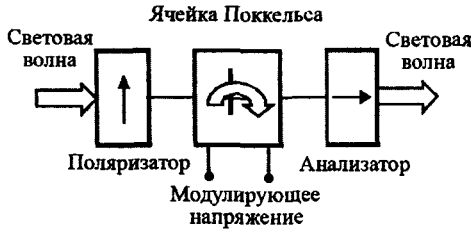


Рис 7.23. Схема электрооптического модулятора на ячейке Погкельса

проявляется вращением плоскости поляризации входной световой волны при приложении напряжения к кристаллу ввиду изменения показателей преломления по направлениям осей x и y кристалла (т. е. изменения эллипсоида показателей преломления). Для некоторых кристаллов (например, ниобата лития LiNbO_3) этот поворот может достигать величины 90° в зависимости от приложенного напряжения.

Можно сформировать схему модулятора, если поместить такой кристалл (называемый ячейкой Погкельса – ЯП) между двумя пластинами линейного поляризатора и анализатора, плоскости поляризации которых отличаются на 90° (как показано на рис. 7.23). В этой схеме при отсутствии напряжения на ЯП плоскость поляризации луча, прошедшего через ячейку, дополнительно не вращается, и световой луч, плоскополяризованный линейным поляризатором на входе, на выход анализатора (а значит и модулятора) не проходит.

Если увеличивать напряжение на ЯП до максимума, то ячейка дополнительно будет поворачивать плоскость поляризации вправо, сокращая при максимуме напряжения практически до нуля угол между плоскостями поляризации луча на выходе ячейки и анализатора и обеспечивая в результате полное прохождение входного луча на выход модулятора.

Таким образом, ЯП позволяют осуществить модуляцию световой волны по интенсивности путем амплитудной модуляции подаваемого на него напряжения. Частота модуляции может достигать 10 ГГц и выше, глубина модуляции – до 99,9%.

Отрицательная сторона обычных ячеек Погкельса заключается в использовании высокого модулирующего напряжения. Поэтому основные усилия разработчиков были сконцентрированы на устранении этого недостатка введением одномодовых оптических волноводов в электрооптический материал, такой, как, например, ниобат лития. В этом случае диффузионный одномодовый оптический волновод выполняется разделенным

на две ветви, встроенные в ячейку Поккельса, образуя тем самым дифференциальную структуру. Поэтому прилагаемое к ячейке электрическое поле увеличивает скорость распространения световой волны в одной ветви и уменьшает во второй ветви волновода. Обычно, если длина взаимодействия составляет 1 см, достаточно приложить около 8 В, чтобы достичь полного подавления, имеющего место при разности фаз ветвей, равной 180° . Иногда один из двух волноводов выполняют на $\lambda/4$ длины волны длиннее другого с тем, чтобы создать двустороннюю модуляцию, (полное включение при +4 В, половина – при 0 В и полное выключение – при –4 В).

Приведенная конструкция позволяет обеспечить:

– эффективное согласование модулятора с источником модулирующего напряжения на высоких частотах благодаря копланарной линии передачи;

– независимость электрического импеданса от длины взаимодействия, что позволяет варьировать максимальным уровнем управляющего напряжения;

– широкую полосу частот модуляции, так как электрическая и оптическая волны распространяются в одном направлении.

Несмотря на определенные достоинства модуляторов на основе ячейки Поккельса, для интегральной оптики наиболее характерным является использование модуляторов, в основе которых лежит схема интерферометра Маха-Цендера.

Электрооптические модуляторы на основе интерферометра Маха-Цендера. Такой модулятор в соответствии со схемой интерферометра Маха-Цендера (ИМЦ) состоит из двух идентичных плеч интерферометра (рис. 7.24). Распространяющиеся по этим плечам моды, в зависимости от величины приложенного к электродам напряжения V и длины волновода L в зоне взаимодействия полей, приобретают сдвиг фаз $\Delta\varphi = k_m \Delta n_m L$, пропорциональный амплитуде изменения эффективного показателя преломления моды $\Delta n_m \approx n_m^3 r E / 2$, где r – электрооптический коэффициент рабочей оптической среды, k_m – волновой вектор моды.

На выходе ИМЦ происходит модуляция входного светового потока по интенсивности ввиду интерференции достигших его мод. Обычно в качестве материала подложки используют ниобат лития.

На схеме рис. 7.24 показаны два типа электродов: электроды для создания бегущей волны модулирующего электрического поля и статического электрического поля смещения рабочей точки на передаточной функции такого модулятора. Модулирующие электроды протяженны для соз-

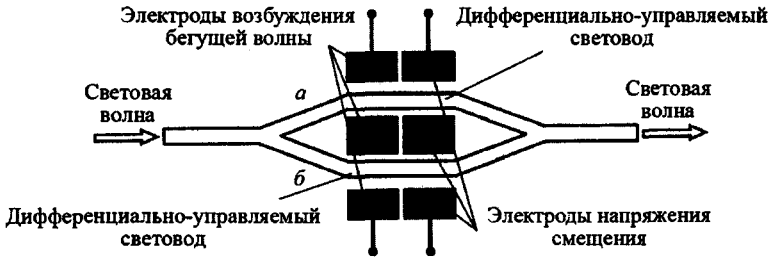


Рис. 7.24. Схема электрооптического модулятора типа интерферометра Маха-Цендера

дания эффективного распределенного (на длине L) взаимодействия полей электрической и оптической волн. Такое взаимодействие позволяет достичь определенного коэффициента ослабления сигнала (extinction ratio – ER) на выходе модулятора, характеризующего достижимую глубину модуляции, около 20 дБ. Модулирующее напряжение приложено так, чтобы замедлить движение оптической несущей в одном плече и ускорить его в другом, что позволяет уменьшить его амплитуду V_{π} требуемую для достижения $\Delta\phi = \pi$, до уровня, пригодного для ИС.

Передаточная функция ИМЦ представляет собой синусоиду, из которой для управления процессом модуляции выбирают одну из полуволн, задавая определенное напряжение смещения с помощью другой системы электродов (электродов смещения). Это напряжение может быть выбрано как для работы в линейной, так и в квадратичной области передаточной характеристики.

Оптимальное конструирование и достижения интегральной оптической технологии сделали такой тип модулятора наиболее широко используемым в различных приложениях, и прежде всего в системах SDH и WDM.

В оптических системах передачи находят применение оптические модуляторы, использующие одну из разновидностей магнитооптического эффекта – эффекта Фарадея. Если свет пропустить через вещество (кристалл), которое находится в магнитном поле, то в результате эффекта Фарадея возникает вращение плоскости поляризации света. При распространении света в направлении магнитного поля, в котором находится вещество (кристалл), плоскость его поляризации будет поворачиваться вправо на соответствующий угол. Периодически меняющееся магнитное поле приводит к периодическому изменению угла вращения плоскости поляризации света, прошедшего через магнитооптический элемент – ячейку Фарадея. Угол поворота пропорционален длине пути света в кристалле и при достаточно прозрачной среде может быть сделан сколь угодно большим.

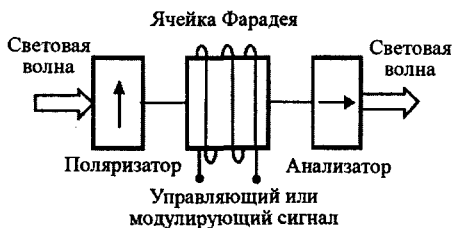


Рис. 7.25. Магнитооптический амплитудный модулятор

При поперечном относительно магнитного поля распространении света различие показателей преломления для линейно поляризованного света приводит к линейному магнитному двойному лучепреломлению. Последнее свойство позволяет реализовать магнитооптический амплитудный модулятор (рис. 7.25). Входной сигнал, проходя через поляризатор, оставляет свою вертикальную составляющую без изменения, устраняя горизонтальную составляющую. Преремагничивание, производимое переменным полем модуляционной ячейки Фарадея (ЯФ), вызывает соответствующее изменение плоскости поляризации проходящего через ЯФ света, поступающего с выхода поляризатора. Проходя через скрещенный с поляризатором анализатор, оптическое излучение становится модулированным по амплитуде.

Эффект Фарадея ярко выражается в редкоземельных элементах типа $R_3Fe_5O_{12}$, обладающих высоким удельным магнитным вращением плоскости поляризации. Здесь R – редкоземельные элементы, например гольмий – Но, диспрозий – Ду, Тб – тербий, Y – иттрий. Широкое применение получили железо-иттриевый гранат и легированные алюминием или висмутом их соединения, например $Y_3Fe_{5-x}Al_xO_{12}$ или $Tb_{3-x}Bi_{5-x}Fe_5O_{12}$.

Важной особенностью магнитооптических модуляторов является постоянство коэффициента удельного вращения плоскости поляризации света в инфракрасном диапазоне длин волн (1...5 мкм). Это обстоятельство позволяет использовать их при построении ВОСП, работающих во втором и третьем окнах прозрачности оптического волокна.

Отметим, что в отличие от электрооптического эффекта, который является взаимным, эффект Фарадея является невзаимным, поэтому он может быть использован при создании различных невзаимных оптических устройств, например развязывающих устройств, пропускающих свет только в одном направлении.

По совокупности параметров качества, вида информации и требований к параметрам модулированного оптического сигнала электрооптические модуляторы получили самое широкое применение в технике ВОСП.

Вопросы для самоконтроля

1. Назовите основные достоинства ВОСП.
2. Назовите основные элементы обобщенной структурной схемы ВОСП.
3. Поясните методы мультиплексирования, используемые в ВОСП.
4. Поясните особенности распространения сигнала по оптическому волокну (ОВ).
5. В чем заключается сущность и каковы возможности спектрального уплотнения?
6. Сравните возможности различных технологий спектрального уплотнения.
7. Какие требования предъявляются к источникам оптического излучения?
8. Назовите основные типы и характеристики источников оптического излучения.
9. Какие требования предъявляются к приемникам оптического излучения?
10. Назовите основные типы и характеристики приемников оптического излучения.
11. Назовите способы модуляции оптического излучения.
12. Назовите типы оптических модуляторов и поясните принципы их работы.

Список литературы

1. Зингеренко А.М., Баева Н.Н., Тверецкий М.С. Системы многоканальной связи. – М.: Связь, 1980. – 439 с.
2. Гитлиц М.В., Лев А.Ю. Теоретические основы многоканальной связи. – М.: Радио и связь, 1985. – 248 с.
3. Аппаратура ИКМ-30 / А.Н. Голубев, Ю.П. Иванов, Л.С. Левин и др.; Под ред. Л.С. Левина. – М.: Радио и связь, 1983. – 184 с.
4. Беллами Дж. Цифровая телефония / Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 544 с.
5. Баева Н. Н. Многоканальная связь и РРЛ. – М.: Радио и связь, 1988. – 312 с.
6. Скалин Ю. В., Бернштейн А. Г., Финкевич А. Д. Цифровые системы передачи. – М.: Радио и связь, 1988. – 272 с.
7. Аппаратура ИКМ-120 / А. Н. Голубев, Ю.П. Иванов, Л.С. Левин и др. Под ред. Л.С. Левина. – М.: Радио и связь, 1989. – 256 с.
8. Берганов И.Р., Гордиенко В.Н., Крухмалев В.В. Проектирование и техническая эксплуатация систем передачи. – М.: Радио и связь, 1989. – 272 с.
9. Волоконно-оптические системы передачи /М.М. Бутусов, СМ. Верник, С.Л. Галкин и др. Под ред. В.Н. Гомзина. –М.: Радио и связь, 1992. – 416 с.
10. Оптические системы передачи /Б.В. Скворцов, В.И. Иванов, В.В. Крухмалев и др; Под ред. В. И. Иванова. – М.: Радио и связь, 1994. – 224 с.
11. Шмыгинский В.В., Котов В.К., Здоровцев И.А. Цифровые системы передачи информации на железнодорожном транспорте. – М.: Транспорт, 1995. – 238 с.
12. Проектирование и техническая эксплуатация систем передачи / В.В. Крухмалев, В.Н. Гордиенко, В.И. Иванов и др; Под ред. В.Н. Гордиенко и В.В. Крухмалева. – М.: Радио и связь, 1996. – 344 с.
13. Слепов Н.Н. Синхронные цифровые сети SDH. – М.: Эко-Трендз, 1997. – 148 с.
14. Многоканальные системы передачи /Н.Н. Баева, В.Н. Гордиенко, С.А. Курицын и др.; Под ред. Н.Н. Баевой и В.Н. Гордиенко. –М.: Радио и связь, 1997. – 559 с.
15. Алексеев Е.Б. Основы технической эксплуатации современных волоконно-оптических систем передачи. – М.: ИПК; МТУСИ, 1998. – 195 с.

16. **Синхронная цифровая иерархия** / Пер. с итальянского Ю.К. Строгановой ; Под общ. ред. проф. Б.И. Круга. – Новосибирск, СибГАТИ, 1998. – 177 с.
17. **Гребешков А.Ю.** Сеть управления электросвязью TMN. – Самара, ПГАТИ, 1998. – 18 с.
18. **Иванов А.Б.** Волоконная оптика. Компоненты, системы передачи, измерения. – М.: Сайрус Системе, 1999. – 671 с.
19. **Слепов Н.Н.** Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. – М.: Радио и связь, 2000. – 468 с.
20. **Убайдуллаев Р.Р.** Волоконно-оптические сети. – М.: Эко-Трендз, 2000. – 268 с.
21. **Гордиенко В.Н., Кунегин СВ., Тверецкий М.С.** Современные высокоскоростные цифровые телекоммуникационные системы. Часть 4. Проектирование высокоскоростных синхронных сетей СЦИ. – М.: МТУСИ, 2001. – 28 с.
22. **Кулева Н.Н., Федорова Е.Л.** Телекоммуникационные сети синхронной цифровой иерархии. СПбГУТ, – СПб, 2001. – 106 с.
23. **Шмалько А.В.** Цифровые сети связи: основы планирования и построения. – М.: Эко-Трендз, 2001. – 318.
24. **Девicina С.Н.** Проектирование магистральных и внутризональных волоконно-оптических линий связи с применением оборудования синхронной цифровой иерархии (SDH). – Ижевск: Изд-во ИжГТУ, 2003. – 88 с.
25. **Кириллов В.И.** Многоканальные системы передачи. – М.: Новое знание, 2002. – 751 с.
26. **Гордиенко В.Н., Запорощенко Е.К.** Современные высокоскоростные цифровые телекоммуникационные системы. Ч. 7. Основы построения сетей управления телекоммуникациями (TMN). – М.: МТУСИ, 2003. – 49 с.
27. **Гордиенко В.Н., Тверецкий М.С.** Многоканальные телекоммуникационные системы. – М.: Горячая линия-Телеком, 2005. – 416 с.
28. **Цифровые и аналоговые системы передачи** /В.И. Иванов, В.Н. Гордиенко, Г.Н. Попов и др. – М.: Горячая линия. Телеком, 2003. – 286 с.
29. **Крухмалев В.В., Моченов А.Д.** Основы построения телекоммуникационных систем и сетей. Ч. 1. Основы построения многоканальных телекоммуникационных систем. – Ростов н/Д: Рост. гос. ун-т путей сообщения, 2003. – 191 с.
30. **Основы построения телекоммуникационных систем и сетей** /В.В. Крухмалев, В.Н. Гордиенко, А.Д. Моченов и др.; Под ред. В.Н. Гордиенко и В.В. Крухмалева. – М.: Горячая линия-Телеком, 2004. – 510 с.
31. **Давыдкин Н.Н., Колтунов М.Н., Рыжков А.В.** Тактовая сетевая синхронизация /Под ред. М.Н. Колтунова. – М.: Эко-Трендз, 2004. – 205 с.

Список литературы

32. **Нормы** на электрические параметры цифровых каналов и трактов магистральной и внутризоновых первичных сетей. – Минсвязи России, 1996.
33. **Руководящий** технический материал по построению тактовой сетевой синхронизации на цифровой сети связи Российской Федерации. – М.: ЦНИИС, 1995.
34. **Руководящий** технический материал Линии передачи волоконно-оптические на магистральной и внутризоновых первичных сетях ВСС России. Техническая эксплуатация. – М.: Минсвязи России, 2000.

Оглавление

Предисловие	3
Глава 1. Построение цифровых систем передачи на основе импульсно-кодовой модуляции с временным разделением каналов	4
1.1. Основные понятия и определения. Классификация цифровых систем передачи	4
1.2. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование сигнала в ЦСП ИКМ-ВРК	7
1.2.1. Дискретизация или амплитудно-импульсная модуляция	7
1.2.2. Переходные влияния в групповом АИМ тракте	16
1.2.3. Способы повышения защищенности от переходных помех	19
1.2.4. Дискретизация групповых сигналов	21
1.3. Квантование	25
1.3.1. Равномерное квантование	26
1.3.2. Неравномерное квантование	34
1.3.3. Энергетический спектр шума квантования	44
1.4. Кодирование квантовых сигналов	45
1.4.1. Основные понятия и определения. Классификация кодов и их основные параметры	45
1.4.2. Нелинейное кодирование	50
1.4.3. Сравнение A - и μ -законов нелинейного компандирования	67
1.5. Групповой ИКМ сигнал	70
1.6. Обобщенная структурная схема оконечной станции цифровой системы передачи с ИКМ-ВРК	73
Глава 2. Основные функциональные узлы цифровых систем передачи с ИКМ-ВРК	80
2.1. Канальные амплитудно-импульсные модуляторы и селекторы	80
2.2. Кодеры и декодеры с линейной шкалой квантования	84
2.3. Кодеры и декодеры с нелинейной шкалой квантования	96
2.4. Генераторное оборудование цифровых систем передачи	102

2.4.1. Общие принципы построения генераторного оборудования.....	102
2.4.2. Задающие генераторы	105
2.4.3. Делители частоты	108
Глава 3. Временное группообразование или мультиплексирование	
в ЦСП ИКМ-ВРК	110
3.1. Иерархии и стандарты ЦСП ИКМ-ВРК.....	110
3.2. Объединение цифровых потоков в плезиохронной	
цифровой иерархии.....	113
3.2.1. Построение цикла первичного цифрового потока E1.....	115
3.2.2. Построение цикла первичного цифрового потока DS1	117
3.3. Асинхронное объединение цифровых потоков	118
3.3.1. Временные сдвиги и неоднородности. Согласование	
скоростей	118
3.3.2. Методы асинхронного объединения цифровых потоков	122
3.3.3. Структурная схема ОВГ с асинхронным объединением	
цифровых потоков	128
3.3.4. Формирование структуры цикла передачи	132
3.4. Синхронное объединение цифровых потоков	138
3.4.1. Синфазно-синхронное объединение и разделение цифровых	
потоков	138
3.4.2. Синхронное объединение цифровых потоков.....	140
3.5. Функциональные узлы оборудования временного	
группообразования.....	142
3.5.1. Запоминающее устройство	142
3.5.2. Временной детектор	145
3.5.3. Передатчик и приемник команд согласования скоростей.....	148
3.5.4. Устройство фазовой автоподстройки частоты.....	152
3.6. Объединение цифровых потоков в синхронной цифровой иерархии ...	157
3.6.1. Формирование STM-1 на основе компонентного потока E1	160
3.6.2. Формирование STM-1 на основе компонентного потока E3	162
3.6.3. Формирование STM-1 на основе компонентного потока E4	162
3.6.4. Формирование STM-1 на основе потока DS1	
североамериканского стандарта	165
3.6.5. Формирование STM-1 на основе потока DS2	
североамериканского стандарта	166