

ББК 32.88

С 42

УДК 621.395.4:621.376.56(075)

**Скалин Ю. В. и др.**

**С 42 Цифровые системы передачи: Учебник для техникумов / Ю. В. Скалин, А. Г. Бернштейн, А. Д. Финкевич.— М.: Радио и связь, 1988. — 272 с.: ил.**

ISBN 5—256—00125—6.

Излагаются основы методов передачи сигналов и временного объединения цифровых потоков в цифровых системах передачи. Рассматриваются принципы построения аппаратуры оконечных станций и линейного тракта. Даются основные характеристики и схемы построения систем передачи ИКМ-15, «Зона-15», ИКМ-30, ИКМ-120, ИКМ-480. Излагаются основы их проектирования и эксплуатации.

Для учащихся техникумов связи, обучающихся по специальности «Многоканальная связь»

2402040000-081

С ————— Свод. план для сред. спец. учеб. заведений, 141—88  
046(01)-88

ББК 32.88

*Рецензенты:* С. Н. Матаев, В. М. Фидель

**Редакция литературы по электросвязи**

Учебник

*Скалин Юрий Васильевич, Бернштейн Анатолий Гершевич,  
Финкевич Александр Дмитриевич*

**ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ**

Заведующий редакцией *В. Н. Вяльцев*. Редакторы *Е. В. Комаров, Н. Я. Липкина*.  
Художественный редактор *А. В. Проценко*. Обложка художника *Архангельского*.  
Технический редактор *А. И. Золотарева*. Корректор *О. А. Коршунова*

**ИБ № 1214**

Сдано в набор 13.08.87 Подписано в печать 16.02.88 Т-08612 Формат 60×88<sup>1/2</sup>  
Бумага офсетная № 2 Гарнитура литературная Печать офсетная Усл. печ. л. 16,66  
Усл. кр.-отт. 16,66 Уч.-изд. л. 18,72 Тираж 20 000 экз. Изд. № 21207 Зак. № 597  
Цена 1 р.

Издательство «Радио и связь», 101000, Москва, Почтамт, в/я 693.

Московская типография № 4 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, 129041, Москва, Б. Переяславская д. 46.

ISBN 5—256—00125—6

© Издательство «Радио и связь», 1988

## ПРЕДИСЛОВИЕ

В задачах развития Единой автоматизированной сети связи страны, поставленных перед работниками связи, большое внимание уделяется цифровым системам передачи (ЦСП) и увеличению их пропускной способности. Широкое внедрение ЦСП на первичной сети связи требует соответствующей подготовки специалистов, выпускаемых техникумами связи. С этой целью для специальности 0734 вводится новый предмет «Цифровые системы передачи», а для специальностей 0708, 0709, 0733, 0736 — соответствующие разделы в предмете «Многоканальная электросвязь».

Данный учебник является первым специализированным изданием по предмету «Цифровые системы передачи». В нем достаточно подробно разобраны основы построения ЦСП, рассмотрены системы передачи, которые уже широко используются на местных сетях (ИКМ-15, ИКМ-30, «Зона-15») будут введены в действие на внутривидеоных (ИКМ-120, ИКМ-480) и магистральных (ИКМ-1920) сетях. Особое внимание уделено вопросам проектирования и эксплуатации ЦСП, так эти разделы входят в учебные программы «Цифровые системы передачи» и «Техническая эксплуатация».

При подготовке учебника было использовано большое число литературных источников, а также опыт проведения занятий по данному предмету во Всесоюзном заочном, а также Кишиневском электротехническом техникумах связи. В списке литературы указаны лишь основные книги, которые рекомендуется прочесть учащимся, желающим расширить знания по отдельным разделам программы.

Главы 1, 2 написаны Ю. В. Скалиным, 4, 6, 7, 10, 11 — А. Г. Бериштейном, 3, 5, 8 и 9 — А. Д. Финкевичем.

# Глава I ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

---

## I.1. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ

---

В зависимости от способа обработки и передачи сообщений системы передачи разделяются на аналоговые и цифровые.

К аналоговым относятся системы передачи:

с частотным разделением каналов (ЧРК), в которых для передачи сигналов по каждому каналу передачи в диапазоне частот линейного тракта отводится определенная полоса частот;

с временным разделением каналов (ВРК), в которых для передачи сигналов по каждому каналу передачи в линейном тракте отводятся определенные интервалы времени.

К цифровым относятся системы передачи, в которых все виды сообщений передаются посредством цифровых сигналов.

Источники сообщений и соответствующие этим сообщениям сигналы подразделяются на непрерывные и дискретные. К непрерывным относятся такие сигналы, которые могут принимать в некоторых пределах любые значения и являются непрерывными функциями времени (сигналы телефонии, радиовещания и т. д.). К дискретным относятся сигналы, которые состоят из отдельных (дискретных) элементов, имеющих конечное число различных значений (телеграфные сообщения, разовые команды и т. д.).

В аналоговых системах с ЧРК как непрерывные, так и дискретные сигналы с помощью различных видов модуляции АМ, АМ—ОБП, ЧМ преобразуются в групповой линейный сигнал, который является непрерывной функцией времени. Аналоговые дискретные сигналы можно получить из непрерывных, используя дискретизацию по времени, амплитуде, времени и амплитуде одновременно.

При дискретизации непрерывного сигнала по времени (рис. I.1) передается не весь сигнал, а его амплитудные значения, взятые через промежуток времени, называемые периодом дискретизации  $T_d$ . При определенном выборе периода дискретизации непрерывный сигнал, передаваемый дискретными по времени отсчетами, может быть восстановлен в дальнейшем практически без искажений. Полученный сигнал дискретен по времени, но непрерывен по амплитуде, так как в пределах динамического диапазона непрерывного

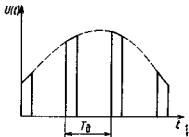


Рис. 1.1. Сигнал, дискретный по времени

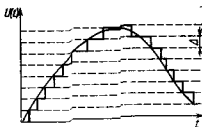


Рис. 1.2. Сигнал, дискретный по амплитуде

сигнала его временные отсчеты по амплитуде могут быть сколько угодно близки друг к другу.

При дискретизации непрерывного сигнала по амплитуде (рис. 1.2) передаются только определенные заранее выбранные его амплитудные значения, отличающиеся друг от друга на постоянную величину, которую называют шагом квантования по уровню. Как видно, квантованный по амплитуде сигнал отличается от исходного непрерывного сигнала тем, что приводит к ошибке квантования, определяемой разностью между первоначальным и квантованным по уровню сигналами.

Сигнал, дискретный по времени и амплитуде (рис. 1.3), можно получить, осуществив квантование по уровню сигнала, дискретного по времени. Амплитудные отсчеты полученного сигнала отличаются от истинных значений дискретных отсчетов, что, как и в предыдущем случае, приводит к ошибке квантования по уровню.

При цифровом представлении сигнала, дискретного по времени и амплитуде (рис. 1.4), каждому из уровней квантования по амплитуде присваивается свой номер, а его величина из десятичной системы счисления преобразуется в двоичную. Поэтому в дальнейшем можно передавать не сами отсчеты сигнала с их амплитудой, а группу импульсов, соответствующих номеру уровня квантования, выраженного в двоичной системе счисления, т. е. цифровой сигнал, который состоит из последовательности импульсов, причем наличие импульса свидетельствует о передаче единицы, а его отсутствие о передаче нуля. Цифровые сигналы по сравнению с аналоговыми обладают высокой помехоустойчивостью, так как при их обнаружении на фоне шумов необходимо определить лишь наличие импульса или его отсутствие.

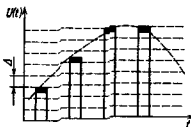


Рис. 1.3. Сигнал, дискретный по времени и амплитуде

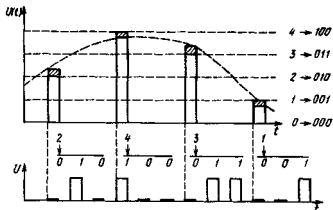


Рис. 1.4. Метод получения цифрового сигнала

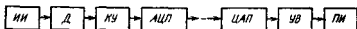


Рис. 1.5. Структурная схема цифровой системы передачи

Таким образом, с точки зрения преобразования сигналов структурная схема цифровой системы передачи может быть представлена в виде рис. 1.5. Непрерывный аналоговый сигнал от источника информации ИИ поступает на дискретизатор Д, в котором преобразуется в дискретные по времени отсчеты. В квантующем устройстве КУ осуществляется квантование временных отсчетов сигнала по амплитуде. Аналого-цифровой преобразователь АЦП осуществляет преобразование дискретного по времени и амплитуде аналогового сигнала в цифровой.

На приеме в цифро-аналоговом преобразователе ЦАП происходит обратное преобразование цифрового сигнала в дискретный по времени и амплитуде аналоговый сигнал, а устройство восстановления УВ восстанавливает непрерывный сигнал, поступающий в приемник информации ПИ.

Преобразование непрерывных сигналов в цифровую форму и цифровых сигналов в непрерывные сопровождается искажениями передаваемых сообщений, возникающими при дискретизации непрерывных сигналов ошибок квантования в КУ и искажений УВ непрерывных сигналов.

## 1.2. ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

**Теорема Котельникова.** Возможность передачи непрерывного сигнала его дискретными отсчетами была обоснована В. А. Ко-

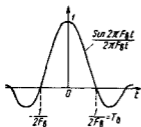


Рис. 1.6. Отклик ФНЧ на короткий прямоугольный импульс

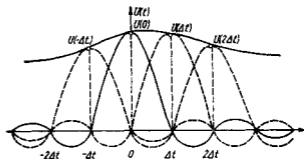


Рис. 1.7. Формирование непрерывного сигнала фильтром нижних частот

тельниковым в 1933 г. В соответствии с его теоремой любой непрерывный сигнал, ограниченный по спектру верхней частотой  $F_{\text{в}}$ , полностью определяется последовательностью своих дискретных отсчетов, взятых через промежутки времени  $T_{\text{д}} \leq 1/2F_{\text{в}}$ .

Таким образом, если требуется передать непрерывный сигнал  $U(t)$  с ограниченным спектром, то не обязательно передавать весь сигнал, а достаточно передать лишь его мгновенные значения, отсчитанные через интервалы времени  $T_{\text{д}}$  (см. рис. 1.1). В соответствии с этим частота следования дискретных отсчетов сигнала, т. е. частота дискретизации  $F_{\text{д}} \geq 2F_{\text{в}}$ .

Для восстановления непрерывного сигнала из последовательности его дискретных отсчетов в пункте приема используется фильтр нижних частот (ФНЧ) с частотой среза, равной  $F_{\text{в}}$ .

Как известно, отклик идеального ФНЧ с граничной частотой среза  $F_{\text{в}}$  на очень короткий прямоугольный импульс, поданный на его вход, имеет вид, изображенный на рис. 1.6.

Если на вход такого фильтра поступает последовательность коротких импульсов, соответствующих дискретным отсчетам непрерывного сигнала (рис. 1.7), то на выходе фильтра в результате суммирования отдельных откликов переданный непрерывный сигнал вновь восстанавливается.

**Параметры импульсной последовательности.** Последовательность прямоугольных импульсов одного знака (рис. 1.8, а) характеризуется следующими параметрами: амплитудой  $U$ , длительностью импульса  $\tau_{\text{и}}$ , периодом следования  $T_{\text{с}}$ , частотой следования  $F_{\text{с}} = 1/T_{\text{с}}$ , круговой частотой следования  $\omega_{\text{с}} = 2\pi F_{\text{с}} = 2\pi/T_{\text{с}}$ , скважностью  $Q = T_{\text{с}}/\tau_{\text{и}}$ .

Частотный спектр такой последовательности импульсов при постоянных параметрах является дискретным, т. е. состоящим из отдельных частот, кратных частоте следования импульсов (рис. 1.8, б), а также содержит постоянную составляющую, зна-

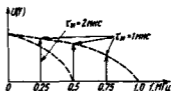
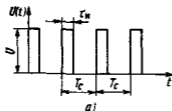


Рис. 1.9 Дискретные составляющие спектра импульсной последовательности при различной длительности импульсов

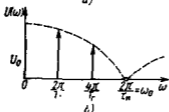


Рис. 1.8. Последовательность прямоугольных импульсов (а) и ее частотный спектр (б)

чение которой зависит от скважности  $Q$  и амплитуды импульсов  $U$  и определяется как  $U_0 = U\tau_n/T_c$ .

Ширина частотного спектра импульсной последовательности при допустимых искажениях их формы может быть ограничена частотой, зависящей от длительности импульса  $\omega_0 = 2\pi/\tau_n$  или  $f_0 = 1/\tau_n$ . Таким образом, чем короче импульс, т. е. чем меньше его длительность, тем шире его частотный спектр и тем больше гармоник частоты следования содержится в его спектре.

Амплитуда частоты следования или ее гармоник может быть определена из формулы

$$U_i = \frac{2U_0}{\pi i} \left| \sin\left(\pi i \frac{\tau_n}{T_c}\right) \right|.$$

**Пример.** Задана импульсная последовательность с параметрами  $\tau_n = 1$  мкс,  $T_c = 4$  мкс,  $U_0 = 4$  В. Определить частоту следования  $F_c$ ; ширину спектра  $\Delta F = \omega_0$ ; постоянную составляющую  $U_0$ ; дискретные составляющие спектра. Нарисовать частотный спектр последовательности и частотный спектр, если  $\tau_n = 2$  мкс.

По приведенным выше формулам находим:  $F_c = 1/T_c = 250$  кГц;  $\Delta F = 1/\tau_n = \text{МГц}$ ;  $U_0 = U\tau_n/T_c = 1$  В; дискретные составляющие спектра  $F_c = 250$  кГц,  $2F_c = 500$  кГц;  $3F_c = 750$  кГц (рис. 1.9). При  $\tau_n = 2$  мкс,  $\Delta F_1 = 500$  кГц и  $F_c = 250$  кГц (см рис. 1.9).

**Амплитудно-импульсная модуляция.** При изменении амплитуды, длительности, частоты следования или положения каждого импульса во времени по отношению к моментам отсчета (дискретизации) получают тот или иной вид импульсной модуляции. При амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) по закону модулирующего сигнала изменяется амплитуда импульсов, а длительность и частота следования остаются постоянными.

Различают АИМ первого и второго рода (АИМ-1, АИМ-2). При АИМ-1 амплитуда импульса изменяется в пределах его дли-

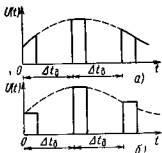


Рис. 1.10. Форма сигнала при АИМ-1 (а) и АИМ-2 (б)

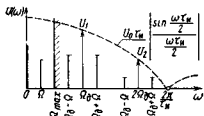


Рис. 1.11. Частотный спектр АИМ при гармоническом модулирующем сигнале

тельности в соответствии с огибающей непрерывного сигнала (рис. 1.10, а). При АИМ-2 амплитуда импульса в пределах его длительности постоянна и соответствует значению модулирующего сигнала в момент начала отсчета (рис. 1.10, б). Частотный спектр АИМ-1 для однополярных прямоугольных импульсов длительностью  $t_m$ , модулированных синусоидальным сигналом с частотой  $\Omega_m$ , показан на рис. 1.11. Как видно, в отличие от немодулированной импульсной последовательности (см. рис. 1.8, б), в спектре появляются боковые частоты около частоты дискретизации и ее гармоник, а также спектр модулирующего сигнала. Таким образом, задача восстановления непрерывного сигнала из последовательности его дискретных отсчетов заключается в фильтрации спектра модулирующего сигнала  $\Omega_c$  с помощью ФНЧ с частотой среза  $\Omega_{max}$ .

При дискретизации сложного сигнала со сплошным спектром частотные спектры сигналов АИМ-1, АИМ-2 (рис. 1.12) будут содержать все составляющие модулирующего сигнала и боковые полосы частот около частоты дискретизации и ее гармоник. При этом следует обратить внимание на различие частотных спектров АИМ-1 и АИМ-2. Спектральный состав сигналов АИМ-2 по своей

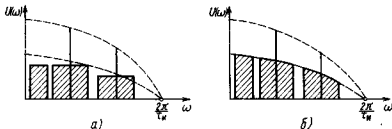


Рис. 1.12. Частотные спектры сигналов АИМ-1 (а) и АИМ-2 (б)



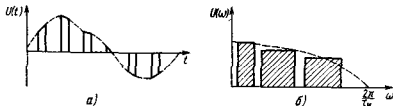


Рис. 1.13. Амплитудно-импульсная модуляция разнополярных отсчетов (а) и ее частотный спектр (б)

структуре (рис. 1.12, б) не отличается от структуры спектра сигналов АИМ-1 (рис. 1.12, а), однако при АИМ-2 изменение спектральных составляющих модулирующего сигнала и боковых полос зависит от длительности импульса  $\tau_m$ , что в принципе приводит к амплитудно-частотным искажениям демодулированного из АИМ-2 сигнала при  $\tau_m > 0,2T_d$ . В реальных ЦСП  $\tau_m < 0,1T_d$  и спектры совпадают практически полностью, а амплитудно-частотные искажения при демодуляции сигналов АИМ-2 незначительны.

При дискретизации сигналов телефонных сообщений и сигналов вещания дискретные отсчеты представляют собой последовательности разнополярных импульсов переменной амплитуды (рис. 1.13, а). При таком виде АИМ сигналов в их спектре отсутствуют составляющие частоты дискретизации и ее гармоник (рис. 1.13, б).

**Выбор частоты дискретизации.** На основании теоремы Котельникова  $F_d \geq 2F_B$ . Если выбрать  $F_d = 2F_B$ , то, как видно из рис. 1.14, а, нижняя боковая частота, определяемая из условия  $F_d - F_B = 2F_B - F_B = F_B$ , совпадает с верхней частотой спектра модулирующего сигнала и для восстановления непрерывного сигнала из последовательности его дискретных отсчетов необходимо использовать идеальный ФНЧ с частотой среза  $F_c = F_B$ . В реальных системах частоту дискретизации выбирают из условия  $F_d > 2F_B$ . Обычно  $F_d = (2,3 \dots 2,4)F_B$ . Так, при дискретизации телефонных сигналов с диапазоном частот 0,3...3,4 кГц частота дискретизации равна 8 кГц.

Как видно из рис. 1.14, б, в данном случае упрощаются требования к параметрам ФНЧ, так как при этом образуется достаточ-

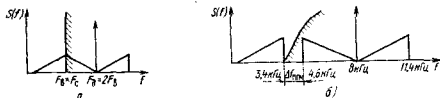


Рис. 1.14. Выбор частоты дискретизации

но широкая (1,2 кГц) переходная полоса частот  $\Delta f_{\text{плч}}$  для радиосфильтовки, которая позволяет использовать простые ФНЧ радиоприема для восстановления непрерывного сигнала из последовательности его дискретных отсчетов.

**Пример.** Выбрать частоту дискретизации и определить переходную полосу частот для ФНЧ при дискретизации сигналов вещания первого класса с диапазоном частот 0,05 ... 10 кГц.

На основании теоремы Котельникова  $F_d \geq 2F_n$ , следовательно, в нашем случае  $F_d > 20$  кГц. Для телефонного сигнала стандартная частота дискретизации  $F_d = 8$  кГц. При организации канала вещания (вместо трех телефонных каналов) частота дискретизации сигналов вещания должна быть кратна частоте дискретизации телефонного канала и равна  $8 \times 3 = 24$  кГц. Переходная полоса частот для ФНЧ  $\Delta f_{\text{плч}} = 4$  кГц.

**Выбор частоты дискретизации группового сигнала.** При построении систем ИКМ—ЧРК осуществляется дискретизация сигналов, диапазон частот которых соответствует диапазону частот стандартных групп в системах с ЧРК.

Рассмотрим вопросы выбора частоты дискретизации первичной стандартной 12-канальной группы со спектром частот 60...108 кГц. Диапазон частот группы ограничен не только сверху, но и снизу. Поэтому частоту дискретизации в этом случае выбирают так, чтобы в спектре АИМ сигнала спектр дискретизируемого сигнала не перекрывался с боковыми спектрами около частоты дискретизации и ее гармоник (рис. 1.15). Для сигнала первичной стандартной 12-канальной группы при  $F_d = 110$  кГц (рис. 1.15) спектр АИМ сигнала содержит спектр дискретизируемого сигнала в диапазоне частот 60...108 кГц, нижнюю боковую полосу около частоты дискретизации, определяемую из условия  $\Delta F_{\text{вб}1} = F_d - (F_n \dots F_n) = 110$  кГц — (60...108) кГц = (2...50) кГц, верхнюю боковую полосу около частоты дискретизации  $\Delta F_{\text{вб}1} = F_d + (F_n \dots F_n) = 110$  кГц + (60...108) кГц = (170...218) кГц, нижнюю боковую полосу второй гармоники частоты дискретизации  $\Delta F_{\text{вб}2} = 2F_d - (F_n \dots F_n) = 220$  кГц — (60...108) кГц = (112...160) кГц, верхнюю боковую полосу второй гармоники частоты дискретизации  $\Delta F_{\text{вб}2} = 2F_d + (F_n \dots F_n) = 220$  кГц + (60...108) кГц = (280...328) кГц.

Как видно из рис. 1.15, спектр полезного сигнала и спектры около частоты дискретизации и ее гармоник не перекрываются.

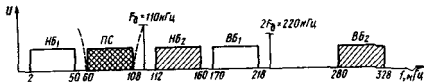


Рис. 1.15. Составляющие спектра сигнала при дискретизации первичной 12-канальной группы

При таком выборе частоты дискретизации можно осуществить восстановление без искажений информационного сигнала из последовательности его отсчетов с помощью полосового фильтра ПФ с полосой пропускания 60...108 кГц.

Увеличение частоты дискретизации приводит к росту верхней частоты нижней боковой полосы НБ1 и в пределе, при отсутствии перекрытия спектров НБ1 и информационного сигнала, верхняя частота нижней боковой полосы равна 60 кГц. Из этого следует, что при дискретизации групповых сигналов, ширина спектра которых  $\Delta F < F_n$  (48 < 60 кГц для 12-канальной группы), частота дискретизации выбирается из условия  $F_n < F_d < 2F_n$ . Для упрощения реализации ПФ, восстанавливающих непрерывный сигнал,  $F_d$  выбирается в середине диапазона 108...120 кГц для первичной стандартной 12-канальной группы.

Если ширина спектра группового сигнала  $\Delta F > F_n$ , как, например, для третичной стандартной 300-канальной группы со спектром частот 812...2044 кГц, то частоту дискретизации можно выбрать из условия  $F_d > 2F_n$ , однако при этом не используется нижняя часть полосы частот до 812 кГц, что приводит к дополнительному расширению спектра АИМ сигнала. Для того чтобы исключить такое расширение спектра, вводят дополнительную ступень преобразования, с помощью которой спектр сигнала 300-канальной группы смещается вниз по оси частот в диапазон 60...1292 кГц. Это дает возможность снизить частоту дискретизации и выбрать ее из условия  $F_d > 2584$  кГц.

**Пример.** Рассчитать частоту дискретизации группового сигнала вторичной стандартной 60-канальной группы

Ширина спектра частот группы 312 . 552 кГц,  $\Delta F = 240$  кГц,  $F_n = 312$  кГц,  $F_n = 552$  кГц. Из условия  $F_n < F_d < 2F_n$  находим, что  $F_d = 600$  кГц

**Широтно- и временная импульсная модуляция.** В системах связи с ВРК кроме АИМ используются и другие виды импульсной модуляции. При широтно-импульсной модуляции (ШИМ) длительность импульсов изменяется пропорционально величине модулирующего сигнала, а их амплитуда и положение по отношению к тактовым точкам остаются постоянными (рис. 1.16).

Различают одностороннюю и двустороннюю ШИМ. При односторонней ШИМ длительность импульса относительно тактового момента изменяется из-за перемещения одного из его фронтов (см. рис. 1.16, а). При двусторонней ШИМ относительно тактовых точек перемещаются оба фронта импульса (см. рис. 1.16, б).

Частотный спектр ШИМ сигнала при модуляции гармоническим сигналом содержит полезный сигнал и ряд нижних и верхних боковых частот около  $F_d$  и ее гармоник (рис. 1.17). Так же как и при АИМ, восстановление (демодуляция) непрерывного первичного сигнала при ШИМ осуществляется ФНЧ с частотой среза  $\Omega_c$ . Однако в этом случае из-за наличия ряда нижних боковых со-

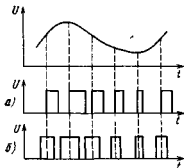


Рис 116 Широтно-импульсная модуляция  
 а — односторонняя, б — двусторонняя

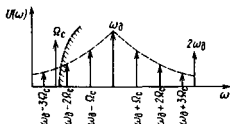


Рис 117 Спектр ШИМ

ставляющих ( $\omega_d - \Omega_c$ ;  $\omega_d - 2\Omega_c$ ;  $\omega_d - 3\Omega_c$ , ... и т. д.) некоторые боковые составляющие, например  $\omega_d - 3\Omega_c$ , могут попадать в полосу пропускания ФНЧ, что приводит к комбинационным искажениям демодулированного сигнала.

При временной импульсной модуляции (ВИМ) под воздействием модулирующего напряжения изменяется временное положение импульсов относительно тактовых точек, но их амплитуда и длительность остаются неизменными. Разновидностями ВИМ являются фазово-импульсная (ФИМ) и частотно-импульсная (ЧИМ) модуляция.

По своему частотному составу спектры ШИМ, ФИМ и ЧИМ аналогичны, поэтому для всех видов импульсной модуляции при восстановлении (демодуляции) непрерывного сигнала с помощью ФНЧ характерно наличие комбинационных искажений.

### 1.3. ПРИНЦИПЫ ВРЕМЕННОГО РАЗДЕЛЕНИЯ КАНАЛОВ

**Групповой сигнал при ВРК.** Временные диаграммы образования группового многоканального АИМ сигнала показаны на рис. 1.18. Непрерывный сигнал каждого из каналов подвергается дискретизации с периодом  $T_d \leq 1/2F_b$ , где  $F_b$  — верхняя частота спектра сигнала. Дискретные отсчеты сигналов в каждом из каналов сдвинуты по времени относительно друг друга на время  $\Delta t$ . Если число объединяемых каналов  $N$ , а период дискретизации  $T_d$ , то длительность импульса последовательности, осуществляющей дискретизацию, должна быть меньше  $T_d/N$  и обычно  $\tau_d \leq 0,5T_d/N$ , т. е. чем больше число уплотняемых каналов, тем короче длительность импульсов дискретизации и тем более широкая полоса пропускания или быстродействие требуется от устройств, обеспечи-

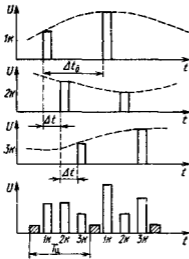


Рис. 1.18. Временные диаграммы формирования группового сигнала в системах с ВРК

видно, длительность цикла передачи равна периоду дискретизации  $T_{ц} = T_{д}$ .

**Структурная схема системы с ВРК.** Структурная схема трехканальной системы с ВРК приведена на рис. 1.19. В передающей части системы индивидуальные непрерывные сигналы через ФНЧ,

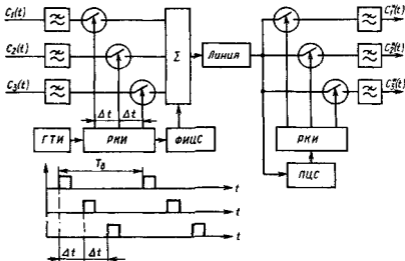


Рис. 1.19. Структурная схема системы с ВРК

вающих дискретизацию. Например, при  $N=30$  и  $T_{д}=1/F_{д}=1/8 \cdot 10^3$  кГц = 125 мкс,  $\tau_{и} < 0,5T_{д}/N \approx 2$  мкс и, следовательно,  $\Delta F \geq 500$  кГц.

Дискретные отсчеты каждого из каналов объединяются в групповой АИМ сигнал. Для того чтобы распределить на приеме отсчеты индивидуальных сигналов по своим каналам, необходимо в начале каждой группы канальных импульсов (КИ) ввести дополнительный импульс или группу импульсов, отличающихся по какому-либо признаку от импульсов канальных сигналов, например, как показано на рис. 1.18, по длительности. Этот сигнал определяет начало цикла передачи и называется сигналом цикловой синхронизации. Как

ограничивающие их спектр частотой  $F_{\text{в}}$ , поступают на электронные ключи, осуществляющие дискретизацию непрерывных сигналов. Электронные ключи периодически с частотой дискретизации  $F_{\text{д}}$  подключают входное напряжение к нагрузке на время длительности импульса  $\tau_{\text{и}}$ .

Работой ключей управляют подаваемые от распределителя канальных импульсов РКИ последовательности прямоугольных импульсов, сдвинутые относительно друг друга на время  $\Delta t$ . Основная последовательность импульсов с частотой дискретизации  $F_{\text{д}}$  создается в генераторе тактовых импульсов (ГТИ). В сумматоре происходит объединение дискретных отсчетов сигналов и импульсов цикловой синхронизации, вырабатываемых в формирователе импульсов цикловой синхронизации ФИЦС.

В приемной части аппаратуры приемник цикловой синхронизации (ПЦС) выделяет импульсы цикловой синхронизации, которые управляют работой РКИ (рис. 1.20).

Импульсы последовательности с РКИ поступают на ключи своих каналов и осуществляют временную селекцию КИ из группового АИМ сигнала, например отсчетов сигнала первого канала. Фильтры нижних частот в приемной части аппаратуры восстанавливают непрерывные сигналы из их дискретных отсчетов. Из-за шумов в линии и ошибок формирования выделенный непрерывный сигнал  $S^*(t)$  отличается от входного сигнала  $S(t)$ .

**Переходные помехи в системах ВРК.** Искажения сигналов, возникающие при прохождении их через цепи с неравномерными амплитудно- и фазочастотными характеристиками, называются *линейными*.

Линейные искажения группового АИМ сигнала возникают при его формировании и прохождении по цепям с ограниченной полосой пропускания. Передача импульсного сигнала по цепи с ограниченной или неравномерной амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) приводит к тому, что форма импульсов искажается: происходит затягивание фронтов и образование выбросов, которые при определенных условиях могут перекрыть временные интервалы других каналов. В этом случае в системах ВРК возникают переходные помехи между каналами, а степень такого перекрытия определяет величину переходных помех.

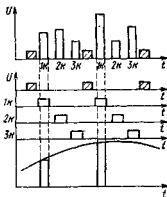


Рис. 1.20. Временные диаграммы разделения канальных сигналов в системах с ВРК

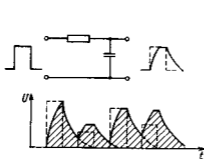


Рис. 1.21. Искажения первого рода в системах с ВРК

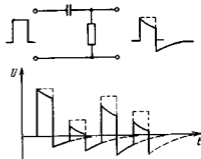
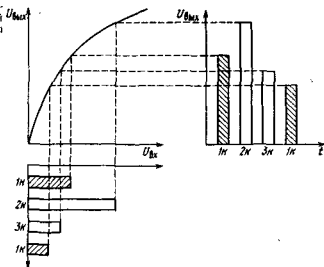


Рис. 1.22. Искажения второго рода в системах с ВРК

Ограничение полосы частот сверху происходит из-за ограниченного быстродействия транзисторов, используемых при формировании группового АИМ сигнала, и наличия реактивных элементов в цепях, по которым проходит групповой АИМ сигнал. В этом случае эквивалентную схему тракта передачи можно представить интегрирующей цепочкой. Передача прямоугольного импульса через такую цепочку сопровождается искажением его формы (рис. 1.21): фронт и спад импульса затягиваются, в результате чего увеличивается его длительность. Степень увеличения зависит от параметров цепочки или степени неравномерности АЧХ. При прохождении через такую цепь группового АИМ сигнала происходит перекрытие временных интервалов импульсов соседних каналов и суммирование остатка напряжения предыдущего отсчета с напряжением последующего отсчета (рис. 1.21). При этом наглядно видно, что изменение амплитуды отсчета первого канала вызывает примерно такие же изменения остатка напряжения во втором канале и приводит к появлению в нем переходной помехи. Наибольшее переходное влияние оказывают импульсы предшествующих каналов, влияние на более отдаленные по времени каналы заметно уменьшается. Такие искажения и переходные помехи, возникающие из-за ограничения полосы сверху, называют искажениями 1-го рода.

Ограничение полосы частот снизу происходит из-за наличия в цепях прохождения группового сигнала (трансформаторов, емкостей) реактивных элементов. В этом случае эквивалентную схему тракта, по которому проходит групповой АИМ сигнал, можно представить дифференцирующей цепочкой. Импульс прямоугольной формы при прохождении по такой цепи искажается из-за спада АЧХ в области нижних частот, возникает скол вершины импульса и выброс отрицательной полярности (рис. 1.22). Если через такую цепь проходит групповой АИМ сигнал, то выбросы об-

Рис. 1.23. Влияние нелинейных искажений на групповой сигнал в системах с ВРК



ратной полярности предыдущих импульсов уменьшают амплитуду отсчетов последующих импульсов (рис. 1.22), вызывая внятные переходные помехи. В отличие от искажений 1-го рода отрицательные выбросы затухают очень медленно, а поэтому влиянию подвергаются каналы, значительно более отдаленные от влияющего. Искажения и переходные помехи из-за ограничения полосы снизу называют искажениями 2-го рода.

Таким образом, переходные помехи между каналами многоканальных систем с разделением по времени в отличие от систем с частотным разделением каналов возникают вследствие ограничения полосы пропускания группового тракта и неравномерности его АЧХ.

**Нелинейные искажения группового сигнала при ВРК.** Групповой АИМ сигнал проходит через тракт передачи, который обладает определенной нелинейностью и, следовательно, вызывает нелинейные искажения группового сигнала. Нелинейные искажения возникают при прохождении сигнала через нелинейные четырехполюсники, такие, как амплитудные ограничители, электронные ключи, импульсные усилители и т. д. В этом случае предполагают, что эти устройства являются безынерционными, т. е. не ограничивают полосу передаваемого сигнала.

Рассмотрим прохождение группового АИМ сигнала через четырехполюсник с существенно нелинейной амплитудной характеристикой (рис. 1.23). Как видно, на выходе такого четырехполюсника изменяются амплитудные соотношения отсчетов каждого из каналов, например на входе и выходе первого канала, однако вза-



влияние между соседними канальными отсчетами отсутствует, так как длительность импульсов не изменяется.

Следовательно, в отличие от систем передачи с ЧРК нелинейные искажения группового сигнала систем с ВРК не приводят к появлению взаимных переходных помех между каналами.

#### 1.4. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОСИСТЕМ С ВРК

Рассмотренный ранее метод формирования группового сигнала с использованием АИМ находит широкое применение в индивидуальном оборудовании ЦСП. Однако в радиорелейных линиях РРЛ с ВРК практическое применение получили ФИМ как наиболее помехоустойчивая и ШИМ как вспомогательная при формировании группового ФИМ сигнала.

Рассмотрим упрощенную структурную схему аппаратуры РРЛ с ВРК (рис. 1.24). Сигналы от абонентов поступают на дифференциальную систему, разделяющую направления передачи и приема. В направлении передачи сигнал проходит через ФНЧ, ограничивающий спектр телефонного сообщения частотой 3,4 кГц, и поступает на каналный широтно-импульсный модулятор ШИМ.

Временные диаграммы формирования группового трехканального сигнала с односторонней ШИМ показаны на рис. 1.25. В преобразователе ШИМ-ФИМ импульсы дифференцируются (рис. 1.26) и с помощью ограничителя выделяются положительные импульсы, которые в формирующем устройстве преобразуются в прямоугольные импульсы постоянной длительности. В качестве формирующего устройства могут использоваться одновибратор или блокн-генератор, работающие в ждущем режиме. В групповой сигнал вводится также сигнал синхронизации из формирователя импульсов синхронизации ФИС.

Синхросигнал должен отличаться каким-либо признаком от канальных сигналов, например амплитудой. Сравнивая между собой

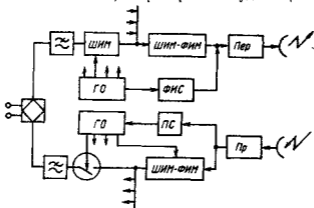
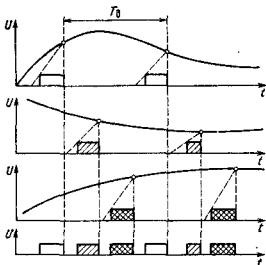


Рис. 1.24. Упрощенная структурная схема РРЛ с ВРК

Рис. 1.25. Временные диаграммы формирования 3-канального сигнала с односторонней ШИМ



групповые ШИМ и ФИМ сигналы (см. рис. 1.26), видим, что групповой многоканальный сигнал с ФИМ обладает тем преимуществом, что импульсы ФИМ сигнала имеют одинаковую длительность  $t_{\text{и}}$ , в связи с чем переходные помехи между каналами при ФИМ, особенно из-за искажений 2-го рода, будут существенно меньше, чем при ШИМ. Групповой ФИМ сигнал поступает на модулятор передатчика. В радиосистемах передачи при модуляции радиочастотных колебаний обычно используются аналоговые виды модуляции: амплитудная (АМ), частотная (ЧМ) или фазовая (ФМ). Сочетание вида модуляции индивидуальных сигналов при образовании группового сигнала (АИМ, ШИМ, ФИМ и т. д.) и вида модуляции радиочастотных колебаний (АМ, ЧМ и т. д.) определяет разновидность системы передачи, например, ШИМ-АМ, ШИМ-ЧМ, ФИМ-АМ и т. д. Из сравнения модуляций ШИМ-АМ и ФИМ-АМ (рис. 1.27) видно еще одно преимущество группового ФИМ сигнала, которое заключается в том, что во второй ступени преобразо-

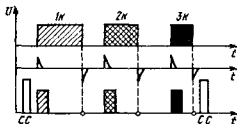


Рис. 1.26. Временные диаграммы преобразования ШИМ-ФИМ

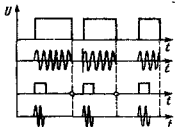


Рис. 1.27. Временные диаграммы ШИМ-АМ и ФИМ-АМ

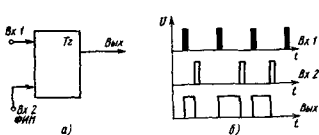


Рис. 1.28. Преобразование ФИМ-ШИМ

вания средняя мощность передатчика при ФИМ-АМ меньше, чем при ШИМ-АМ во столько же раз, во сколько длительность импульсов ФИМ сигнала меньше средней длительности ШИМ сигнала (обычно в 5...10 раз).

С выхода демодулятора приемного устройства Пр групповой ФИМ сигнал поступает на приемник синхросигнала ПС и на преобразователь ФИМ-ШИМ. Синхросигнал, выделенный ПС, управляет работой генераторного оборудования ГО, в котором формируются последовательности импульсов для использования в преобразователе ФИМ-ШИМ и в канальных селекторах. В качестве преобразователя ФИМ-ШИМ можно использовать триггер с двумя входами (рис. 1.28, а), временные диаграммы работы которого показаны на рис. 1.28, б. Тактовые импульсы (Вх. 1), поступающие с ГО, запускают триггер, а импульсы ФИМ (Вх. 2) его сбрасывают, и на выходе триггера формируются импульсы ШИМ сигнала. Селекция (выделение) канальных импульсов осуществляется аналогично рассмотренной ранее. Восстановление непрерывного сигнала обеспечивается ФНЧ с частотой среза 3,4 кГц.

Рассмотрим вопрос об определении числа каналов, которое можно получить при образовании группового многоканального ФИМ сигнала (рис. 1.29).

Временной сдвиг импульса  $\Delta t$  при ФИМ, происходящий под воздействием модулирующего напряжения, носит название девиации импульса. Максимальный временной сдвиг  $\Delta t_{\max}$ , соответствующий максимальному модулирующему напряжению, называется максимальной девиацией импульса.

Для работы системы разделения каналов и обеспечения допустимой величины переходных помех между импульсами соседних каналов необходим защитный интервал  $t_s$ . Поэтому общее число

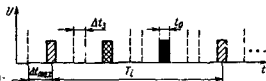


Рис. 1.29. Групповой многоканальный ФИМ сигнал

каналов, уплотняемых с помощью ФИМ, может быть определено из равенства  $(2\Delta t_{\max} + t_3)N = T_d$ , где  $N$  — число каналов;  $T_d = 125$  мкс при  $F_d = 8$  кГц. Тогда максимальная девиация при заданном числе каналов  $\Delta t_{\max} = T_d/2N - t_3/2$ .

В реальных системах защитный интервал с учетом длительности импульсов примерно равен  $3/2\Delta t_{\max}$ , откуда  $\Delta t_{\max} = 2T_d/7N$ . При  $N=6$   $\Delta t_{\max} = 6$  мкс, при  $N=12$   $\Delta t_{\max} = 3$  мкс и при  $N=24$   $\Delta t_{\max} = 1,5$  мкс.

Помехозащищенность в системах с ФИМ тем выше, чем больше  $\Delta t_{\max}$ . В связи с этим число объединяемых каналов при ФИМ-АМ не превышает 24, а при использовании более помехоустойчивой частотной модуляции, т. е. при ФИМ-ЧМ, оно может быть увеличено до 48. Такие способы модуляции обычно используются в малоканальных радиорелейных системах передачи с ВРК.

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что понимается под дискретизацией непрерывных сигналов по времени, по амплитуде?
2. Сформулируйте теорему Котельникова, поясните ее смысл.
3. Из каких соображений выбирается частота дискретизации?
4. Поясните, как зависит ширина спектра импульсной последовательности от длительности импульса.
5. В чем различие режимов АИМ-1 и АИМ-2?
6. Как восстанавливается непрерывный сигнал из последовательности его дискретных отсчетов?
7. Поясните особенности видов импульсной модуляции.
8. Поясните принцип образования группового сигнала в системах с ВРК.
9. Нарисуйте структурную схему системы с ВРК и объясните назначение отдельных устройств.
10. Каково назначение цикловой синхронизации в системах с ВРК?
11. Каковы причины возникновения переходных помех между каналами в системах с ВРК?
12. К чему приводят нелинейные искажения группового сигнала в системах с ВРК?
13. Каковы особенности построения радиосистем с ВРК?

## Глава 2 ЦИФРОВЫЕ ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ

---

### 2.1. ИМПУЛЬСНО-КODOВАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Любая аппаратура обработки сообщений и систем передачи имеет конечную разрешающую способность. Это связано как с ошибками, возникающими при обработке сигналов, так и с наличием шу-

мов в аппаратуре и каналах связи. Так, для наиболее высококачественного воспроизведения музыкальных программ достаточно передавать сигналы с динамическим диапазоном порядка 60 дБ. Для высококачественной передачи телевизионных изображений достаточен динамический диапазон порядка 40...46 дБ. При передаче телефонных сообщений ограничиваются динамическим диапазоном 40 дБ. Дальнейшее увеличение разрешающей способности устройств обработки и передачи сигналов связано со значительным усложнением аппаратуры.

В связи с этим нет необходимости передавать все бесконечное множество амплитудных значений непрерывных сигналов, его можно ограничить конечным множеством, содержащим определенное, заранее установленное для того или иного вида сигналов, число «разрешенных» амплитудных значений. Эти «разрешенные» для передачи амплитудные значения сигнала называются уровнями и квантования; выбор их количества определяет качество передачи электрических сигналов. При ограничении числа «разрешенных» уровней их можно перенумеровать и передавать уже не сами значения уровней, а их номера, например в двоичной системе счисления, т. е. осуществить цифровую передачу сигналов.

Наиболее широкое распространение получили в настоящее время многоканальные ЦСП, в которых используется метод импульсно-кодовой модуляции (ИКМ). При ИКМ отсчеты аналогового АИМ сигнала преобразуются в последовательность кодовых групп, состоящих из двоичных символов. Для осуществления ИКМ необходимо произвести три операции:

дискретизацию сигналов по времени (получение сигнала АИМ);

квантование полученных импульсов по амплитуде;

кодирование квантованных по амплитуде импульсов.

Преобразование сигналов при ИКМ показано на рис. 2.1. Вопросы дискретизации непрерывных сигналов и получение группового многоканального сигнала при ВРК рассмотрены в гл. 1.

Полученный групповой многоканальный АИМ сигнал подвергается квантованию по уровню. Этот процесс аналогичен процедуре округления чисел. Разность между двумя соседними разрешенными для передачи уровнями называется шагом квантования  $\Delta$ . Если амплитуда отсчета сигнала в пределах двух соседних разрешенных значений превышает половину шага квантования  $\Delta/2$ , ее значение увеличивается в большую сторону, если меньше половины шага квантования — в меньшую сторону. Такое округление сопровождается погрешностью. Разность между истинным значением отсчета сигнала и его квантованным значением называется ошибкой, или шумом квантования, который определяется как  $\zeta_{кв}(t) = U_{\Delta \text{ ИМ}}(t) - U_{кв}(t)$ .

Произведя «нумерацию» уровней квантования, можно передавать не сами уровни, а их значения по шкале уровней в двоичном

Таблица 2.1

Отсчет сигнала	$U_{\text{АИМ}}(t)$	$U_{\text{КВ}}(t)$	$\xi(t)$	$N$	Двоичный код
1	3,6	4	-0,4	4	100
2	2,7	3	-0,3	3	011
3	1,2	1	0,2	1	001
4	0,6	1	-0,4	1	001
5	0,3	0	0,3	0	000

коде. Указанные преобразования сигнала иллюстрируются табл. 2.1, в которой указаны амплитуды отсчетов сигнала  $U_{\text{АИМ}}(t)$  (рис. 2.1, а), их квантованные значения  $U_{\text{КВ}}(t)$  (рис. 2.1, а), ошибки квантования  $\xi(t)$  (рис. 2.1, б), нумерация уровней квантования  $N$  и осуществлено преобразование десятичных значений номеров уровня квантования в двоичное число (рис. 2.1, в). Полученная в результате этого преобразования импульсная последовательность является групповым ИКМ сигналом. Преобразование десятичного числа в двоичное легко производить по следующему правилу:

1) десятичное число условных шагов квантования представляется суммой чисел, например  $105 = 64 + 32 + 8 + 1$ ;

2) в ряду чисел  $\sum_{M=0}^m 2^M$  единицы ставятся там, где есть числа, и нули там, где их нет:

$$\begin{array}{cccccccc}
 64 & + & 32 & & 8 & & & 1 = 105 \\
 1 \cdot 2^6 & + & 1 \cdot 2^5 & + & 0 \cdot 2^4 & + & 1 \cdot 2^3 & + & 0 \cdot 2^2 & + & 0 \cdot 2^1 & + & 1 \cdot 2^0 \\
 \downarrow & & \downarrow & & \downarrow & & \downarrow & & \downarrow & & \downarrow & & \downarrow \\
 1 & & 1 & & 0 & & 1 & & 0 & & 0 & & 1 \quad 1101001
 \end{array}$$

Совокупность единиц и нулей между двумя квантованными отсчетами группового сигнала называется кодовой группой, а число единиц и нулей в кодовой группе определяет ее разрядность. Например: 011 — трехразрядная кодовая группа, 1101001 — семиразрядная кодовая группа.

Если кодовая группа содержит  $m$  разрядов, то с помощью такого  $m$ -разрядного кода можно закодировать  $M = 2^m$  уровней. Так, при  $m = 5$   $M = 32$ , при  $m = 7$   $M = 128$  и т. д. При известном количестве уровней квантования разрядность кодовой группы определяется соотношением  $m = \log_2 M$ .

Устройства, преобразующие амплитудные отсчеты сигнала в кодовую группу, называются кодерами, а устройства, осуществляющие обратное преобразование, — декодерами. Совмест-

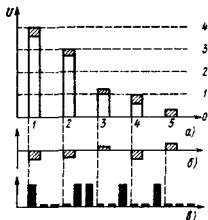


Рис. 2.1. Принципы ИКМ

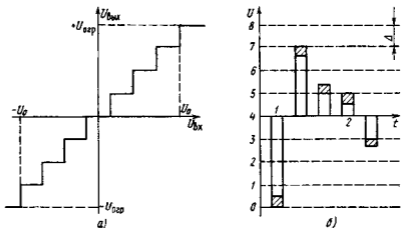


Рис. 2.2. Равномерное квантование:  
*а* - амплитудная характеристика квантующего устройства, *б* - ошибки квантования

но кодирующие и декодирующие устройства называются кодами.

**Равномерное квантование.** Квантование называется равномерным в том случае, если шаг квантования в допустимых пределах возможных амплитудных значений сигнала остается постоянным  $\Delta = \text{const}$ .

На рис. 2.2, *а* приведена амплитудная характеристика квантующего устройства  $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$  с равномерным шагом квантования. Амплитудная характеристика имеет два характерных участка: зону квантования и зону ограничения. Для первого участка характерно само квантование входных сигналов, и их величина  $U_{\text{вх}}$  определяется пределом  $-U_0 \leq U_{\text{вх}} \leq U_0$ .

В некоторые моменты времени входной сигнал может превысить значение  $U_0$ , т. е.  $|U_{\text{вх}}| > |U_0|$ . В этом случае произойдет ограничение максимальных мгновенных значений сигнала. В соответствии с этим кроме шумов квантования различают еще и шумы ограничения, которые вызываются ограничением максимальных мгновенных значений сигнала. Обычно уровень сигнала на входе каналов систем ИКМ выбирается так, чтобы с учетом статистических характеристик сигнала вероятность превышения  $|U_{\text{max}}| > |U_0|$  была достаточно малой, поэтому определяющими в системах ИКМ являются шумы квантования, а не шумы ограничения.

Средняя мощность шумов квантования при равномерном шаге  $P_{\text{ш кк}} = \Delta^2/12$ , где  $\Delta$  — шаг квантования.

Максимальное число условных уровней (шагов) квантования при равномерном квантовании

$$M_{\text{кв}} = \frac{2|U_{\text{max}}|}{\Delta} + 1 = \frac{2|U_{\text{орп}}|}{\Delta} + 1.$$

При равномерном квантовании относительная ошибка квантования зависит от величины отсчета входного сигнала. Как показано на рис. 2.2, б, для первого отсчета сигнала максимальная ошибка квантования составляет  $1/8$ , а для второго —  $1/2$ . Поэтому недостатком равномерного квантования является то, что относительное значение ошибки квантования велико для слабых сигналов и уменьшается с увеличением уровня сигнала. Для выбора числа уровней равномерного квантования необходимо знать, как изменяется средняя мощность абонентских сигналов на входе системы передачи.

Известно, что средняя мощность телефонного сигнала является случайной величиной и изменяется с течением времени как для одного абонента, так и при смене абонентов из-за разной длины (протяженности) абонентских линий.

При определении числа уровней квантования нужно ориентироваться на допустимую ошибку квантования для наиболее удаленных абонентов, телефонные сигналы которых имеют наименьшую среднюю мощность. Обычно считают, что для выполнения принятой нормы по отношению сигнал-шум квантования для 99,7 % всех абонентов необходимое число уровней при равномерном квантовании должно быть  $M_{\text{кв}} = 512 \dots 2048$ , что требует девяти-десяти разрядов кодовой группы.

Таким образом, разброс средних мощностей абонентских сигналов приводит к существенному увеличению числа уровней равномерного квантования, что существенно усложняет аппаратуру и, как будет показано в дальнейшем, приводит к значительному увеличению скорости цифрового потока группового цифрового сигнала.

Указанные недостатки равномерного квантования могут быть устранены:

обеспечением автоматической регулировки уровней средней мощности абонентских сигналов в каждом из каналов с целью сведения к минимуму их разброса, что существенно усложнит аппаратуру;

неравномерным квантованием.

**Неравномерное квантование.** Для выравнивания относительной ошибки квантования при изменении средней мощности абонентского сигнала в широких пределах и соответственно уменьшения числа шагов квантования применяют неравномерное (нелинейное) квантование.

При неравномерном квантовании шаг квантования изменяется в допустимых пределах амплитудных значений квантуемых сигналов (рис. 2.3, а), возрастая с увеличением уровня сигнала. Абсолютная ошибка квантования возрастает с увеличением уровня сиг-



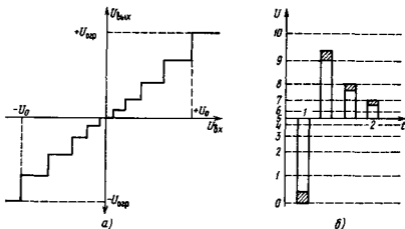


Рис. 2.3. Неравномерное квантование:

а — амплитудная характеристика квантующего устройства; б — ошибки квантования

нала (отсчет 1), но ее относительное значение, т. е. отношение сигнал-ошибка квантования, не изменяется.

Использование неравномерного квантования позволяет выровнять отношение сигнал-ошибка квантования во всем диапазоне средних мощностей входных абонентских сигналов, а следовательно, сократить число шагов квантования в 2...4 раза по сравнению с равномерным квантованием до  $M_{\text{кв}} = 128...256$ , что требует семи-восьми разрядов кодовой группы.

Неравномерная (нелинейная) амплитудная характеристика (рис. 2.3, б) квантующего устройства может быть реализована несколькими способами:

сжатием динамического диапазона входных сигналов перед кодированием с помощью компрессоров и последующим его расширением после декодирования экспандерами (аналоговое компрессирование);

цифровым компрессированием;

нелинейным кодированием и декодированием.

В данном параграфе будет рассмотрено только аналоговое компрессирование, при котором используются устройства с нелинейными амплитудными характеристиками. На рис. 2.4, а показаны амплитудная характеристика компрессора-сжимателя динамического диапазона (кривая 1) и амплитудные отсчеты группового сигнала, поступающие на него. При равномерном шаге квантования сигнала без компрессирования максимальная ошибка квантования слабого сигнала (отсчет 1) составляет  $1/4$  амплитуды отсчета, а сильного сигнала (отсчет 2) —  $1/14$ . На выходе компрессора (рис. 2.4, б) амплитудные соотношения сигналов изменяются

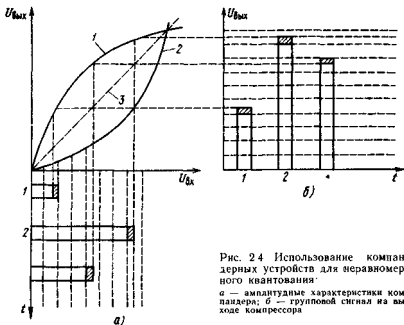


Рис. 24 Использование ком-  
пандерных устройств для неравномер-  
ного квантования:  
а — амплитудные характеристики ком-  
пандера; б — групповой сигнал на вы-  
ходе компрессора

(уменьшается динамический диапазон  $D = U_{\text{max}}/U_{\text{min}}$ ). Значительно увеличивается амплитуда малых сигналов (отсчет 1) и мало меняется амплитуда больших сигналов (отсчет 2).

Осуществляя равномерное квантование сигналов, прошедших компрессор с тем же шагом квантования  $\Delta$ , получаем ошибку квантования для отсчета 1, равную  $1/8$  его амплитуды, а для отсчета 2 —  $1/16$ , т. е. относительная ошибка квантования слабых сигналов уменьшилась в 2 раза, а сильных — изменилась очень мало. Уменьшение ошибки квантования эквивалентно уменьшению шага квантования слабых сигналов.

Применение компрессора перед кодерами с равномерными квантующими характеристиками позволяет получить неравномерное квантование. Для восстановления исходного динамического диапазона сигнала на приемном конце используется экспандер, амплитудная характеристика которого (кривая 2) обратна характеристике компрессора. Суммарная амплитудная характеристика цепи компрессор—экспандер (кривая 3) должна быть линейной.

Недостатком аналогового компандирования является то, что очень сложно получить с большой точностью взаимобратные амплитудные характеристики компрессора и экспандера, вследствие чего нелинейность суммарной амплитудной характеристики приводит к нелинейным искажениям передаваемых сигналов.

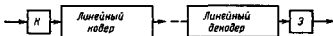


Рис. 2.5. Структурная схема включения компрессора

Структурная схема включения компрессора и экспандера в групповой тракт системы ИКМ-ВРК показана на рис. 2.5. Групповой АИМ сигнал в передающей части оборудования поступает на компрессор К, который сжимает его динамический диапазон, а затем на линейный кодер. В приемной части оборудования после декодирования динамический диапазон сигнала восстанавливается экспандером Э.

**Кодирование.** На рис. 2.1 был рассмотрен процесс кодирования с помощью простейшего натурального двоичного кода. Такой код используется при кодировании однополярных АИМ сигналов, получающихся при дискретизации однополярных аналоговых сигналов, сигналов с постоянной составляющей (телевизионных, передачи данных).

Телефонные сигналы, сигналы звукового вещания являются двуполярными, при их дискретизации получают последовательность разнополярных импульсов. Для кодирования разнополярных импульсов используют симметричный двоичный код (рис. 2.6). В симметричном двоичном коде 1 или 0 в старшем разряде определяют полярность кодируемого импульса (1 — положительный отсчет сигнала, 0 — отрицательный). Кодовая группа после старшего разряда определяет число шагов квантования в положительной или отрицательной области сигнала.

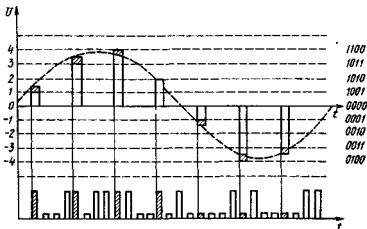


Рис. 2.6. Импульсно-кодовая модуляция при симметричном двоичном коде

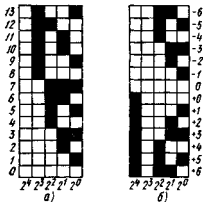


Рис. 2.7. Кодовые таблицы:  
 а — натурального двоичного кода, б — симметричного двоичного кода

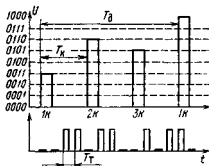


Рис. 2.8. Определение тактовой частоты ИКМ сигнала

Например, кодовая группа 1101101 определяет положительный импульс величиной в 45 шагов квантования, а кодовая группа 0101101 — отрицательный импульс такой же величины.

Достоинством натурального и симметричного двоичных кодов является возможность их реализации с помощью простых кодеров, а недостатком — сравнительно низкая помехозащищенность, так как при различном весе разрядов пропадание одного импульса с большим весом приводит к большим искажениям сигнала. Например, если в принимаемой кодовой комбинации 1101101 происходит ошибка в шестом разряде и принимается комбинация вида 1001101, ошибка будет равна  $2^5 = 32$  условных шага квантования.

Удобным графическим изображением кодов являются кодовые таблицы, характеризующие связь между числом уровней квантования и соответствующими кодовыми комбинациями (рис. 2.7). Каждая строка таблицы определяет вид кодовой комбинации, соответствующей числу шагов квантования и полярности импульса квантованного АИМ сигнала. Заштрихованная клетка соответствует 1 в данном разряде, незаштрихованная — 0.

Двоичные коды по времени их появления разделяются на параллельные, если сигналы кодовой группы появляются одновременно, и последовательные, если сигналы кодовой группы появляются последовательно во времени, разряд за разрядом.

**Ширина полосы частот ИКМ сигнала.** Преобразование сигналов из аналоговой в цифровую форму существенно увеличивает их помехозащищенность при передаче, так как приемник должен регистрировать два состояния передаваемого сигнала или его наличие (прием единицы) или его отсутствие (прием нуля). Однако

улучшение помехозащищенности сопровождается существенным расширением полосы частот передаваемого ИКМ сигнала.

Рассмотрим временные диаграммы образования группового сигнала в системах с ЧРК и цифрового ИКМ сигнала (рис. 2.8). В соответствии с теоремой Котельникова период дискретизации между двумя соседними отсчетами сигнала первого канала  $T_d \leq \leq 1/2F_v$ . Промежуток времени между двумя отсчетами соседних каналов зависит от числа объединяемых каналов и определяется как  $T_k = T_d/N$ , где  $N$  — число объединяемых каналов. Промежуток времени между двумя соседними импульсами кодовой группы, называемый тактовым периодом, зависит от числа разрядов кодовой группы  $m$  и определяется как  $T_\tau = T_k/m = T_d/Nm$ .

Частота следования импульсов группового цифрового сигнала называется тактовой частотой  $f_\tau = 1/T_\tau = F_dNm$ . С тактовой частотой связано такое понятие, как скорость передачи цифровой информации, которая определяется как число переданных двоичных знаков (бит) в секунду (бит/с). Если за 1 с передается 1000 двоичных знаков (единиц и нулей), то говорят, что скорость передачи цифрового потока  $B = 1000$  бит/с или 1 кбит/с. Скорость передачи в килобитах в секунду (кбит/с) соответствует  $f_\tau$  в килогерцах (кГц). Например, тактовая частота цифрового сигнала аппаратуры ИКМ-30 равна 2048 кГц. Это значит, что скорость цифрового потока аппаратуры равна 2048 кбит/с или 2,048 Мбит/с.

Для ЦСП ширина полосы частот линейного тракта при допустимых искажениях цифрового сигнала приближенно определяется как  $\Delta f_{\text{ИКМ}} = f_\tau$ , т. е.

$$\Delta f_{\text{ИКМ}} = F_dNm. \quad (2.1)$$

Можно сравнить полосы частот, которые требуются для передачи сигналов в системах с ЧРК и с ИКМ. В системах с ЧРК  $\Delta f_{\text{ЧРК}} = = 4N$  кГц, а в системах с ИКМ в соответствии с (2.1)  $\Delta f_{\text{ИКМ}}$  в  $2m$  раза больше, т. е. при  $m = 7...8$  ширина требуемой полосы частот ЦСП в 14...16 раз больше, чем в аналоговых системах с ЧРК.

**Пример.** Определить полосу частот и скорость цифрового потока 12-канальной системы передачи с ИКМ, если максимальное число уровней квантования группового АИМ сигнала  $M_{\text{кв}} = 256$  и  $F_v = 3,4$  кГц.

Частота дискретизации телефонных сообщений, выбираемая по условию  $F_d > 2F_v$ , равна 8 кГц. Заданное число уровней квантования определяет количество разрядов в кодовой группе  $m = \log_2 256 = 8$ . Тактовая частота  $f_\tau = = F_dNm = 768$  кГц. Скорость  $B = 768$  кбит/с.

## 2.2. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНАЯ ИМПУЛЬСНО-КОДОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ

В ЦСП с ИКМ квантованию и кодированию подвергаются дискретные по времени отсчеты непрерывного сигнала, взятые из условия теоремы Котельникова. Однако такой метод передачи кван-

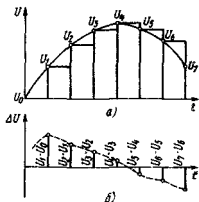


Рис. 2.9. Принципы ДИКМ

тованных выборок сигнала в закодированном виде не является единственно возможным методом импульсной передачи непрерывных сообщений.

Как известно, для речевого сигнала более вероятны низкочастотные составляющие спектра. Это означает, что мгновенные значения дискретных отсчетов сигнала в соседних точках дискретизации с большой вероятностью мало отличаются друг от друга. Поэтому можно вместо кодирования и дальнейшей передачи отсчетов передавать по тракту связи кодированные значения разности соседних отсчетов, по которым на приемной стороне восстанавливаются значения отсчетов сигнала. Такой метод передачи называется **дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией (ДИКМ)**.

На рис. 2.9, а показаны дискретные отсчеты непрерывного сигнала, при квантовании и кодировании которых получают цифровой ИКМ сигнал, а на рис. 2.9, б — амплитудные значения разностей двух соседних отсчетов. Осуществляя квантование и кодирование разностей соседних отсчетов, получают цифровой ДИКМ сигнал.

Как видно из рисунков, амплитуды разностей отсчетов меньше амплитуд самих отсчетов, поэтому при одинаковом шаге квантования число разрядов кодовой группы при ДИКМ меньше, чем при ИКМ. Уменьшение числа разрядов в кодовой группе при ДИКМ снижает скорость передачи цифрового потока и, следовательно, уменьшает требуемую полосу частот линии передачи. Если же полоса частот линии передачи и скорость цифрового потока определяются параметрами ИКМ, то применение ДИКМ позволяет уменьшить ошибку квантования по сравнению с ИКМ за счет уменьшения шага квантования.

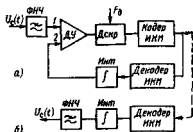


Рис. 2.10. Структурная схема кодера ДИКМ:

а — кодер; б — декодер

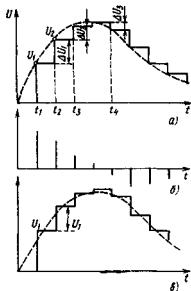


Рис. 2.11. Временные диаграммы формирования сигнала при ДИКМ: а — определение разностного сигнала; б — разностный сигнал; в — формирование сигнала на выходе декодера

разностного сигнала; кодер ИКМ, осуществляющий квантование и кодирование разностного сигнала; декодер ИКМ, в котором кодовые группы преобразуются в дискретные отсчеты разностного сигнала; интегратор Инт, преобразующий амплитудные отсчеты сигнала, поступающие на его вход, в ступенчатую функцию.

Рассмотрим принцип работы кодера (рис. 2.11, а). В начальный момент времени  $t_1$  напряжение на выходе интегратора отсутствует и на выходе усилителя напряжение соответствует непрерывному сигналу. Дискретный отсчет с амплитудой  $U_1$  квантуется и кодируется в кодере ИКМ и затем через декодер поступает на интегратор, который запоминает его амплитуду до момента времени  $t_2$ . В момент времени  $t_2$  напряжение на неинвертирующем входе ДУ (1) равно напряжению аналогового сигнала  $U_2$ , а на инвертирующем входе (2) — напряжению на выходе интегратора  $U_1$ . На выходе разностного усилителя получаем разность напряжений  $\Delta U_1 = U_2 - U_1$ . После квантования и кодирования этой разности в линию поступает кодовая группа, соответствующая разности двух соседних отсчетов. По цепи обратной связи через декодер амплитуда отсчета  $U_2$  поступает на интегратор и запоминается им до момента времени  $t_3$ . В этот момент времени опять происходит определение разности  $\Delta U_2$ , ее квантование, кодирование и т. д. Ког-

В настоящее время известно много вариантов технической реализации ДИКМ. Наиболее широкое распространение получила схема кодера ДИКМ с обратной связью, представленная на рис. 2.10, а. В этой схеме оценивается не разность между двумя соседними отсчетами передаваемого сигнала, а разность между значением данного отсчета и квантованным значением предыдущего отсчета, что позволяет уменьшить ошибку квантования. Временные диаграммы, поясняющие принцип кодера, показаны на рис. 2.11.

Структурная схема кодера включает в себя: ФНЧ, ограничивающий спектр частот входного сигнала частотой  $F_n$ , дифференциальный (разностный) усилитель ДУ, усиливающий разность двух сигналов, поступающих на его входы; дискретизатор Дскр, осуществляющий дискретизацию

да напряжение на выходе интегратора (в момент  $t_4$ ) больше напряжения аналогового сигнала, разность на выходе ДУ будет отрицательной. После квантования, кодирования и декодирования на выходе интегратора получится отрицательный скачок напряжения  $\Delta U_3$  на величину этой разности.

Структурная схема декодера ДИКМ (см. рис. 2.10, б) состоит из декодера ИКМ, интегратора и ФНЧ. На выходе декодера ИКМ получают сигнал, соответствующий разности соседних отсчетов (см. рис. 2.11, б). Эти отсчеты интегратор преобразует в ступенчатое напряжение (см. рис. 2.11, в), а ФНЧ «сглаживает» его, в результате чего опять получают непрерывный сигнал (штриховая линия на рис. 2.11, в).

Итак, при ДИКМ кодируется не значение отсчетов сигнала, а разность соседних отсчетов. Квантование и кодирование разности позволяет уменьшить число уровней квантования разностей отсчетов по сравнению с необходимым числом уровней при квантовании самих отсчетов. Таким образом, уменьшается разрядность кода и, следовательно, число информационных символов, передаваемых по каналу передачи в единицу времени.

### 2.3. ДЕЛЬТА-МОДУЛЯЦИЯ

При рассмотрении принципов ИКМ и ДИКМ предполагалось, что период дискретизации выбран в соответствии с теоремой Котельникова:  $T_d = 1/2F_n$ . Было выяснено, что некоторые преимущества, которые дает применение ДИКМ, основаны на том, что соседние отсчеты дискретизированного сигнала с большой вероятностью мало отличаются друг от друга. Последнее и дает возможность уменьшить разрядность кодовых групп, отображающих передаваемые разности отсчетов. Следовательно, если взять период дискретизации  $T_d \ll 1/2F_n$ , то различие между соседними отсчетами аналогового сигнала будет еще меньше, а применительно к ДИКМ меньше и разрядность кода. Поэтому при достаточно малом периоде дискретизации разность между соседними отсчетами может быть сделана достаточно малой, а именно такой, когда за каждый период дискретизации в тракт передачи можно будет передавать либо  $-1$ , если разность двух отсчетов  $\Delta U < \Delta$ , где  $\Delta$  — выбранный шаг квантования, либо  $+1$ , если  $\Delta U > \Delta$ . Таким образом, при выбранном приращении передаются сведения только о его знаке и для этого достаточно передавать один двоичный символ в каждый момент отсчета. Такой способ формирования цифрового сигнала называется классической дельта-модуляцией (ДМ) в отличие от других, более поздних ее разновидностей.

Рассмотрим подробнее процесс преобразования аналогового сигнала в импульсную последовательность, а также процесс обратного преобразования при дельта-модуляции. Для этого восполь-



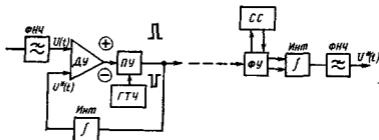


Рис. 2.12. Структурная схема дельта-модулятора

зудемся структурной схемой модема дельта-модуляции — модулятора и демодулятора, изображенной на рис. 2.12.

В схему входит ФНЧ, ограничивающий спектр частот входного сигнала, дифференциальный (разностный) усилитель ДУ, усиливающий разность двух поступающих на его входы сигналов  $U(t) - U^*(t)$ , генератор тактовой частоты ГТЧ, импульсы с которого поступают на пороговое устройство ПУ. На выходе ПУ возникают импульсы положительной полярности, если на выходе ДУ  $U(t) - U^*(t) > 0$ , и импульсы отрицательной полярности, если  $U(t) - U^*(t) < 0$ .

В цепь обратной связи включается идеальный интегратор (рис. 2.13, а). Если длительность управляющих импульсов много меньше тактового периода и схема интегратора содержит запоминающий элемент с бесконечной памятью, формируется аппроксимирующее напряжение с прямоугольной формой ступенек (рис. 2.13, б).

Импульсы положительной полярности через диод  $VD_1$  и КЛ<sub>1</sub> поступают на конденсатор и постепенно заряжают его, так что напряжение на конденсаторе имеет вид положительно нарастающих ступенек. Если приходят отрицательные импульсы через диод  $VD_2$  и КЛ<sub>2</sub>, напряжение на конденсаторе ступенчато уменьшается.

Кодер работает следующим образом (рис. 2.14). В тактовый момент  $t$  напряжение сигнала  $U_1(t) > 0$ , так как тактовый импульс

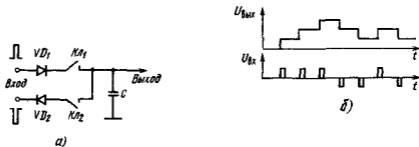
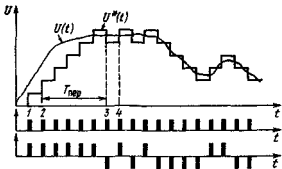


Рис. 2.13. Формирование сигнала на выходе интегратора

Рис. 2.14. Временные диаграммы получения дельта-кода



еще не появлялся на входе интегратора и, следовательно,  $U^*(t) = 0$ . На выходе ПУ появляется положительный импульс, который на выходе интегратора дает ступенчатое напряжение, постоянное до следующего тактового момента. В тактовый момент 2 напряжение  $U_2(t) > U_2^*(t)$ , на выходе ПУ опять появляется положительный импульс, который на выходе интегратора дает ступенчатое напряжение, сохраняющееся до следующего тактового импульса. Возрастание ступенчатого напряжения будет происходить до тех пор, пока  $U(t) > U^*(t)$ . В тактовый момент 3 напряжение входного сигнала  $U(t) < U^*(t)$ . Следовательно, разность на выходе ДУ становится отрицательной и ПУ дает отрицательный импульс. В результате на выходе интегратора появляется отрицательный скачок напряжения. В тактовый момент 4  $U(t) > U^*(t)$  и, следовательно, на выходе интегратора опять возникает положительный скачок напряжения. Таким образом, на выходе интегратора формируется аппроксимирующее ступенчатое напряжение  $U^*(t)$ , а на выходе ПУ формируется дельта-код, который можно послать в линию передачи.

Дельта-декодер состоит из формирующего устройства ФУ, системы синхронизации (СС), интегратора и ФНЧ. Формирующее устройство восстанавливает искаженную форму импульсного сигнала, который затем поступает на интегратор декодера. Последний работает точно так же, как и интегратор, включенный в цепь обратной связи кодера. На выходе интегратора получается ступенчатое аппроксимирующее напряжение  $U^*(t)$ , которое после ФНЧ преобразуется в непрерывный сигнал  $U(t)$ .

Различие форм передаваемого сигнала и аппроксимирующего напряжения, формируемого на приеме, определяет сигнал ошибки  $U(t) - U^*(t)$  (рис. 2.14). Составляющие спектра сигнала ошибки, попадающие в полосу частот передаваемого сигнала так же, как и при ИКМ, приводят к появлению шума квантования. Квантование сигналов при ИКМ сопровождается еще и ошибкой ограничения, возникающей в том случае, когда максимальные значения

входных сигналов превышают пределы максимальных значений квантовых устройств.

Как видно из рис. 2.14, в дельта-модуляции при рассмотренной аппроксимации сигнала на участках резкого изменения крутизны сигнала  $T_{пер}$  ступенчатое напряжение  $U^*(t)$  с одинаковым шагом приращения не «успевает следовать» за изменением сигнала  $U(t)$ . На этих участках возникают специфические, собственные по способу ДМ искажения передаваемых сигналов — перегрузка по крутизне.

Для уменьшения шумов перегрузки при ДМ можно увеличить шаг квантования, но при этом возрастает ошибка квантования, или при том же шаге квантования увеличить тактовую частоту, что приведет к увеличению скорости цифрового потока. Поэтому в рассмотренной здесь классической схеме дельта-модулятора при одинаковых с ИКМ шумах квантования тактовая частота или скорость цифрового потока будет существенно больше. Если в случае ИКМ при кодировании 8-разрядным кодом одного канала ТЧ тактовая частота  $f_T = 2.4 \text{ кГц} \cdot 8 = 64 \text{ кГц}$ , то при ДМ она при тех же шумах квантования должна быть в 2...2,5 раза выше (примерно 150 кГц). По этой причине классическая ДМ практически не используется, а применяются ее разновидности.

#### 2.4. ДЕЛЬТА-МОДУЛЯЦИЯ С КОМПАНДИРОВАНИЕМ

Тактовая частота в системах передачи с ДМ может быть существенно уменьшена, если для устранения перегрузки по крутизне шаг квантования менять в зависимости от характеристик передаваемых сигналов. По инерционности методы компандирования делятся на два типа. При мгновенном компандировании управляемый параметр ДМ может быстро изменяться от такта к такту, а при инерционном компандировании время регулирования соизмеримо с длительностью слогов речевого сообщения. Компандирование позволяет не только уменьшить тактовую частоту, но и поддерживать постоянным отношение сигнал-шум квантования при изменении мощности сигнала в достаточно широких пределах и тем самым расширять динамический диапазон канала. В зависимости от характеристик передаваемых сигналов может использоваться тот или иной вид компандирования. Обычно считают, что мгновенное компандирование целесообразно использовать при передаче сообщений с резкими изменениями значения (например, сигналов телевидения), тогда как инерционное компандирование более эффективно при передаче речевых сообщений. В некоторых случаях используют одновременно и мгновенное, и инерционное компандирование.

Упрощенная структурная схема дельта-кодека с инерционной компрессией по структуре цифрового сигнала на выходе модулятора показана на рис. 2.15, а.

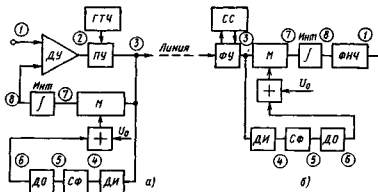


Рис 2.15. Структурная схема дельта-кодека с инерционной компрессией по структуре цифрового потока  
 а — кодер, б — декодер

Основу структурной схемы составляет обычный классический дельта-модулятор с одианным интегратором. Основной принцип работы схемы заключается в том, что амплитуда импульсов на входе интегратора изменяется в соответствии со структурой цифрового потока, получающейся на выходе дельта-модулятора.

Инерционная компрессия в модуляторе осуществляется с помощью формирователя сигнала управления ФУ и амплитудно-импульсного модулятора М, включенного на входе интегратора. Формирователь сигнала управления состоит из дополнительного интегратора ДИ, ограничивающего спектр частот импульсной последовательности в области высоких частот, сглаживающего фильтра СФ, детектора огибающей ДО и схемы сложения огибающей с некоторым постоянным напряжением  $U_0$ , определяющим заданное минимальное значение амплитуды импульсов на входе интегратора.

Работа схемы поясняется с помощью временных диаграмм (рис. 2.16).

Непрерывный сигнал (1) поступает на вход ДУ и на выходе ПУ при нарастании входного сигнала начинает формироваться последовательность положительных единичных импульсов (3). Формируемая импульсная последовательность поступает на дополнительную интегрирующую цепь, на выходе которой из-за ограничения спектра верхних частот и расширения длительности импульсов возникают межсимвольные искажения (искажения первого рода), что приводит к появлению сигнала огибающей импульсной последовательности (4). Сглаживающий фильтр выделяет сигнал огибающей (5), амплитуда которого зависит от плотности единиц в импульсной последовательности. Детектор огибающей осуществляет двухполупериодное выпрямление этого сигнала (6). К напря-

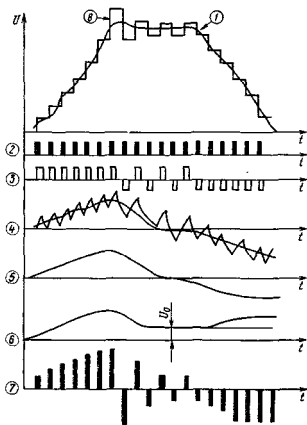


Рис. 2.16. Временные диаграммы работы кодека с инерционной компрессией

жению огибающей подмешивается некоторое постоянное напряжение  $U_0$ , которое обеспечивает постоянную амплитуду импульсов на выходе модулятора при равномерной плотности положительных и отрицательных единиц на его входе, т. е. при отсутствии напряжения огибающей. При увеличении плотности единиц амплитуда импульсов, поступающих на интегратор по цепи обратной связи, будет изменяться (7) под действием напряжения огибающей, и аппроксимирующая ступенчатая функция (8) в зависимости от крутизны нарастания непрерывного сигнала будет иметь переменный шаг квантования.

Структурная схема декодера изображена на рис. 2.15, б. Включенный последовательно с интегратором модулятор и ФУ позволяют восстановить аппроксимирующий сигнал, как это было описано выше, и получить на выходе ФНЧ исходный непрерывный сигнал.

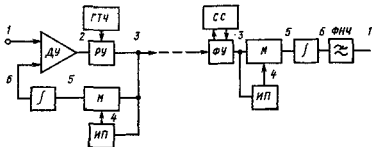


Рис. 2.17. Структурная схема кодека с мгновенной компрессией по структуре цифрового потока

Упрощенная структурная схема кодека с мгновенным компрессированием по структуре цифрового потока показана на рис. 2.17.

Схема содержит классический дельта-модулятор, к которому дополнительно подключены амплитудно-импульсный модулятор и импульсный преобразователь ИП. Импульсный преобразователь в зависимости от характеристик двоичной последовательности изменяет величину приращений аппроксимирующего напряжения, для чего используется модулятор. Главным достоинством данного типа мгновенного компрессирования является возможность реализации аппаратуры на современных элементах счетной техники, что

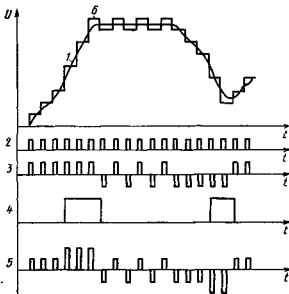


Рис. 2.18. Временные диаграммы работы кодека

обеспечивает точное соответствие характеристик компрессии на стороне передачи и экспандирования на стороне приема.

Принцип работы такой схемы можно пояснить с помощью временных диаграмм (рис. 2.18). Импульсный преобразователь анализирует плотность единиц и при комбинациях вида 111 или  $\bar{1}\bar{1}\bar{1}$  на его выходе возникает импульс, который увеличивает амплитуду импульса на выходе модулятора в 2 раза, при этом шаг квантования на выходе интегратора возрастает также в 2 раза.

Дельта-декодер работает точно таким же образом, но дополнительно включает в себя схему синхронизации СС и формирователь импульсов ФИ. Использование компандирования позволяет снизить тактовую частоту цифрового потока по сравнению с классической ДМ почти в 4 раза и довести ее до 48 кГц для одного канала ТЧ.

Основным преимуществом ДМ в сравнении с ИКМ является ее большая помехоустойчивость, связанная с тем, что она менее чувствительна к ошибкам в цифровом сигнале, чем ИКМ. Величина ошибки при ИКМ зависит от разряда неправильно принятого символа кодовой группы. При 7-разрядной группе ошибки в старшем разряде кодовой группы приводит к ошибочному восстановлению амплитуды отсчета, величина которой  $\Delta U_{\text{ош}} = 2^8 \Delta = 64 \Delta$ , т. е. половине максимального отсчета сигнала. При ДМ ошибочный прием символов цифрового потока всегда приводит к ошибке в один шаг квантования.

В ЦСП неправильный прием символов кодовой группы оценивают вероятностью ошибочного приема

$$p_{\text{ош}} = (p_{\text{пер}} - p_{\text{пр}}) / p_{\text{пер}},$$

где  $p_{\text{пер}}$  — число переданных импульсов за определенный промежуток времени;  $p_{\text{пр}}$  — число принятых импульсов за то же время

**Пример.** За  $t = 100$  с было передано  $10^6$  импульсов, а принято 999000. Вероятность ошибочного приема

$$p_{\text{ош}} = (1000000 - 999000) / 10^6 = 10^3 / 10^6 = 10^{-3}.$$

При передаче телефонных сообщений с помощью ДМ качество передачи будет вполне удовлетворительным, если  $p_{\text{ош ДМ}} = 10^{-3}$ , в то время как при ИКМ вероятность ошибочного приема должна быть  $p_{\text{ош ИКМ}} = 10^{-5}$ .

В настоящее время известно несколько десятков видов дельта-модуляции. Наиболее перспективными областями ее применения считаются: абонентские телефонные сети в сочетании их с электронными системами коммутации; радиорелейные, тропосферные и кабельные линии связи; спутниковые системы связи; системы коммутации, телеуправления и промышленного телевидения.

#### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как получается цифровой сигнал при ИКМ?
2. Зачем нужно квантование по уровню?

3. В чем недостаток равномерного квантования?
4. Для чего используются компандерные устройства в системах с ИКМ?
5. В чем отличие симметричного кода от натурального?
6. От чего зависит значение тактовой частоты в системах с ИКМ?
7. В чем отличие ДИКМ от ИКМ?
8. Нарисуйте структурную схему ДИКМ.
9. В чем отличие ДМ от ИКМ?
10. Из-за чего возникает перегрузка по крутизне в ДМ?
11. Поясните принцип работы декодера при ДМ.
12. Поясните принцип работы дельта-кодека с инерционным компандированием.
13. Поясните принцип работы дельта-кодека с мгновенным компандированием.

## Глава 3 АППАРАТУРА ОКОНЕЧНОЙ СТАНЦИИ ИКМ-ВРК

---

### 3.1. ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ ОКОНЕЧНОЙ СТАНЦИИ ИКМ-ВРК И ВРЕМЕННОГО ЦИКЛА ПЕРЕДАЧИ

Принцип построения систем передачи с ИКМ показан на рис. 3.1. Сообщения  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$ , ...,  $u_n(t)$  от 1, 2, ...,  $n$  абонентов через ФНЧ поступают на каналные амплитудно-импульсные модуляторы  $M$ , функцию которых выполняют электронные ключи. С помощью модуляторов осуществляется дискретизация передаваемых сигналов во времени. Сигналы с выходов модуляторов объединяются в групповой АИМ сигнал (Гр. АИМ<sub>пер</sub>). Управляют работой модуляторов каналные импульсы КИ<sub>1</sub>—КИ <sub>$n$</sub> , поступающие от генераторного оборудования передачи ГО<sub>пер</sub>. Указанные импульсы подаются на модуляторы каналов поочередно (первый, второй и т. д.), что и обеспечивает правильное формирование группового АИМ сигнала. Длительность каждого КИ составляет примерно  $125/2n$  мкс, что и определяет длительность одного отсчета АИМ импульса канала; период следования КИ 125 мкс. Групповой АИМ сигнал поступает на кодирующее устройство — кодер, который одновременно осуществляет операции квантования по уровню и кодирования.

Сигналы управления и взаимодействия (СУВ), передаваемые по телефонным каналам для управления приборами АТС, поступают в передатчик Пер. СУВ, где они дискретизируются импульсными последовательностями, следующими от ГО<sub>пер</sub>, и объединяются. В результате формируется групповой сигнал передачи Гр. СУВ.



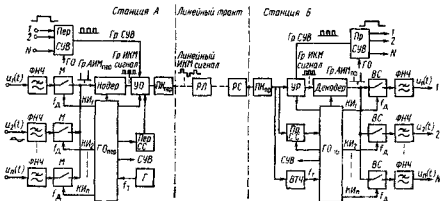


Рис. 3.1. Принцип построения систем передачи с ИКМ

В устройстве объединения УО кодовые группы каналов с выхода кодера, кодированные сигналы СУВ и кодовая группа синхросигнала от передатчика синхросигнала Пер. СС объединяются, образуя циклы и сверхциклы. Соответствующими управляющими импульсами от ГО<sub>пер</sub> в УО обеспечивается правильный порядок следования циклов в сверхцикле и кодовых групп в цикле передачи. Поясним построение временной диаграммы цикла и сверхцикла, показанных на рис. 3.2, более подробно.

Циклы, Ц<sub>1</sub>, Ц<sub>2</sub>, ..., Ц<sub>n</sub>, каждый длительностью 125 мкс, объединяются в сверхциклы, следующие друг за другом. Каждый цикл состоит из канальных интервалов КИ<sub>1</sub>, КИ<sub>2</sub>, ..., КИ<sub>n</sub>, куда входят и дополнительные канальные интервалы, необходимые для передачи синхросигнала СС цикловой синхронизации, каналов СУВ и других вспомогательных сигналов. На рис. 3.2 эти КИ выделены соответствующими обозначениями.

Каждый КИ представляет собой *m*-разрядную кодовую группу, в разрядах Р<sub>1</sub>, Р<sub>2</sub>, ..., Р<sub>m</sub> которой передается закодированная ин-

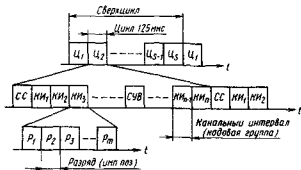


Рис. 3.2. Временная диаграмма цикла и сверхцикла

формация соответствующего канала, а в дополнительных КИ — кодовые группы синхросигнала и СУВ. Обычно за один цикл передаются СУВ одного или двух каналов. Таким образом, для передачи СУВ всех  $n$  каналов потребуется соответственно  $n$  или  $n/2$  циклов, объединенных в сверхцикл. Такое объединение циклов в сверхцикл необходимо для организации нужного числа каналов передачи СУВ и правильного распределения этих сигналов на приеме. В первом цикле сверхцикла передается синхросигнал сверхцикловой синхронизации, а СУВ не передаются. Таким образом, число циклов в сверхцикле на один больше, чем требуется для передачи СУВ всех каналов.

Скорость передачи группового и ИКМ сигнала определяется тактовой частотой системы:  $f_t = mn f_d$ , где  $m$  — разрядность кодовой группы;  $n$  — число каналов в системе, включая каналные интервалы для передачи СУВ, СС и других служебных сигналов;  $f_d$  — частота дискретизации канала ТЧ. Так, для системы передачи ИКМ-30, где используется 8-разрядный код, 32 каналных интервала,  $f_d = 8$  кГц,  $f_t = 8 \cdot 32 \cdot 8 = 2048$  кГц. Необходимая скорость и последовательность работы передающих устройств системы передачи обеспечиваются задающим генератором ЗГ и устройствами ГО<sub>пер.</sub>

Сформированный ИКМ сигнал представляет собой набор однополярных двоичных символов, импульсы которых всегда имеют только одну, например положительную, полярность. При передаче по линии такой сигнал подвержен значительным искажениям и зауханию. Поэтому перед передачей в линию однополярной ИКМ сигнал преобразуется в биполярный сигнал, удобный для передачи по линейному тракту. Это происходит в преобразователе кода передачи ПК<sub>пер.</sub> Более подробно построение и работа линейного тракта ЦСП будут рассмотрены в гл. 4.

В процессе передачи по линии связи ИКМ сигнал периодически восстанавливается (регенерируется) линейными регенераторами РЛ. На приемной станции ИКМ сигнал восстанавливается станционным регенератором РС.

Процесс обработки сигналов на приемной станции происходит в обратном порядке. С выхода РС в преобразователе кода приема ПК<sub>пр.</sub> сигнал из биполярного вновь преобразуется в однополярный. Устройство выделения тактовой частоты ВТЧ выделяет из этого сигнала тактовую частоту, которая используется для работы ГО<sub>пр.</sub> Этим обеспечивается синхронная и синфазная работа ГО передающей и приемной оконечных станций. Правильное декодирование и распределение сигналов по своим телефонным каналам и каналам передачи СУВ обеспечивается приемником синхросигналов Пр.СС. Устройство разделения УР разделяет кодовые группы телефонных каналов и каналов СУВ. Приемник групповых сигналов управления и взаимодействия Пр.СУВ, управляемый импульсными последовательностями СУВ, поступающих с ГО<sub>пр.</sub>, распределяет СУВ по

своим каналам, а декодер преобразует групповой ИКМ сигнал в групповой АИМ сигнал. Последовательности канальных импульсов  $KИ_1...KИ_n$  поочередно открывают временные селекторы ВС каналов, обеспечивая выделение отсчетов своего канала из группового АИМ сигнала. Восстановление исходного (непрерывного) сигнала из последовательности его АИМ отсчетов производится с помощью ФНЧ.

Рассмотренная структурная схема поясняет принцип передачи сигналов в одном направлении. Передача сигналов в обратном направлении осуществляется аналогично.

### 3.2. АМПЛИТУДНО-ИМПУЛЬСНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ И ВРЕМЕННЫЕ СЕЛЕКТОРЫ

Амплитудно-импульсные модуляторы ЦСП осуществляют дискретизацию аналоговых сигналов в тракте передачи. Временные селекторы ВС распределяют на приеме импульсы группового АИМ сигнала по входам трактов низкочастотных оконечий каналов (НКО). В качестве таких устройств применяются быстродействующие электронные ключи, управляемые импульсным напряжением, называемым импульсной несущей. Параметры модуляторов и временных селекторов во многом определяют параметры каналов и оказывают большое влияние на уровень шумов.

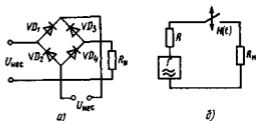
Проникновение импульсного управляющего напряжения или его остатка на выход модулятора приводит к смещению произвольным образом амплитуды импульса АИМ сигнала на входе кодера и увеличению погрешности при выполнении операций квантования и кодирования, что вызывает возрастание шумов в канале. Увеличению шумов в канале способствует также проникновение с временного селектора на вход ФНЧ тракта приема остатков управляющих импульсов. Мощность остатков управляющих импульсов не должна превышать 0,001 пикового значения мощности сигнала. Это достигается применением балансных схем модуляторов и ВС. Требования к балансировке ВС могут быть несколько снижены, так как затухание ФНЧ-3,4 в тракте приема на частоте 8 кГц достаточно велико.

К амплитудно-импульсным модуляторам и временным селекторам предъявляют весьма высокие требования по быстродействию и линейности амплитудной характеристики в широком диапазоне частот входных сигналов. От их быстродействия зависит уровень переходной помехи между каналами, а от линейности амплитудной характеристики — нелинейных искажений.

Если учесть, что к модуляторам и временным селекторам предъявляются практически одинаковые требования, становится понятным, что они не отличаются по схемной реализации.

В качестве электронного ключа можно использовать диодный мост. Такой диодный мост из  $VD_1...VD_4$  изображен на рис. 3.3, где

Рис 33 Последовательно-балансная схема модулятора (а) и ее эквивалентная схема (б)



дана и его эквивалентная схема. Управляет работой диодов напряжение импульсной несущей  $U_{нес}$ . Эта схема является одной из разновидностей балансных схем модуляторов. Она более удобна для применения, так как не требует дифференциальных трансформаторов. Для обеспечения баланса моста, что исключает проникновение на выход схемы ключа остатков управляющего напряжения, необходим подбор диодов по параметрам. На практике используются интегральные сборки, в которых диоды выполнены на одном кристалле и обладают практически одинаковыми параметрами

Рассмотрим другие схемы модуляторов. На рис. 3.4, а представлена схема несбалансированного ключа, собранного на транзисторе. При отсутствии управляющего напряжения  $U_y$  транзистор  $VT$  закрыт и на входном сопротивлении нагрузки модулятора  $R_n$  отсутствует ток сигнала  $I_c$ . Появление положительного управляющего напряжения приводит к снижению внутреннего сопротивления транзистора, и в нагрузку появляется ток, вызванный напряжением  $U_c$ . В то же время напряжение  $U_y$ , приложенное к базе  $VT$ , приводит к появлению в эмиттерной цепи и нагрузке тока импульсной несущей  $I_y$  значительной величины.

Этот недостаток устраняется использованием схемы сбалансированного ключа (рис. 3.4, б). Управляющее импульсное напряжение  $U_y$  поступает одновременно на базы  $VT_1$  и  $VT_2$ , при этом токи эмиттерных цепей  $I_{y1}$  и  $I_{y2}$  в нагрузке противофазны. Таким обра-

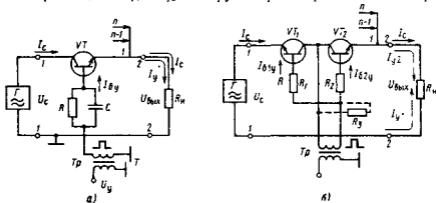


Рис. 3.4. Принципиальные схемы ключей на транзисторах

зом, в случае идентичности параметров транзисторов суммарный ток импульсной несущей будет равен нулю. Практически же из-за отличия параметров  $VT_1$  и  $VT_2$  удается добиться лишь частичного подавления импульсной несущей. Наилучшие результаты достигаются при единой технологии изготовления  $VT_1$  и  $VT_2$  на одном кристалле микросхемы. Поэтому в типовой аппаратуре в качестве активных элементов модуляторов и временных селекторов чаще всего используют интегральные транзисторные сборки.

Сопротивление ключа в открытом состоянии определяется управляющим током базы  $I_{б,у}$  и имеет ярко выраженный минимум. Поэтому резисторами  $R_1$  и  $R_2$  (или  $R_3$ ) подбирается такой ток базы, чтобы обеспечить минимально возможное затухание ключа.

Как отмечалось ранее, для выполнения последующих операций квантования и кодирования необходимо преобразовать сигнал АИМ-1 в АИМ-2, при этом длительность последнего должна быть достаточной для проведения этих операций. В ЦСП наибольшее распространение получила схема, где сигналы АИМ-1 всех каналов объединяются в групповой сигнал АИМ-1, и преобразование сигналов АИМ-1 в АИМ-2 происходит в групповом тракте. Структурная схема преобразования сигналов АИМ-1 в АИМ-2 в групповом тракте приведена на рис. 3.5, а.

Схема содержит электронные ключи, накопительный конденсатор и операционные усилители. Ключи  $Kл_1$  на входе являются амплитудно-импульсными модуляторами каналов и включаются поочередно, их число равно числу каналов. Ключ  $Kл_2$  работает одновременно с  $Kл_1$  и подключает на короткое время заряда  $\tau_3$  накопительный конденсатор, который заряжается до уровня амплитуды АИМ сигнала. Для уменьшения времени заряда конденсатора усилитель  $Ус_1$  имеет достаточно малое выходное сопротивление. Далее ключи  $Kл_1$  и  $Kл_2$  размыкаются. Усилитель  $Ус_2$  имеет высокое входное сопротивление, что обеспечивает практически постоянное значение напряжения заряда конденсатора на весь период квантования и кодирования сигнала. Для подготовки накопительного конденсатора к следующему отсчету сигнала АИМ-1 он

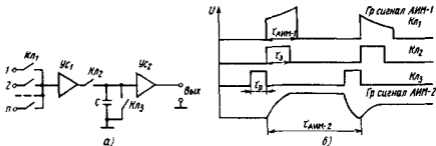


Рис. 3.5. Структурная схема группового АИМ тракта (а) и временная диаграмма, поясняющая ее работу (б)

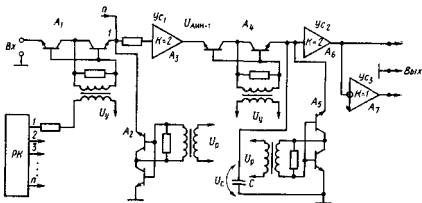


Рис. 3.6. Функциональная схема группового АИМ тракта

разряжается на землю. Это производится подачей напряжения  $U_p$  на  $K_{Л3}$ .

Длительность импульса АИМ-2 будет определяться как  $\tau_{\text{АИМ-2}} = 1/(n f_d)$ , где  $f_d$  — частота дискретизации;  $n$  — число каналов. Реальное время кодирования  $\tau_{\text{код}} \leq \tau_{\text{АИМ-2}} - \tau_3 - \tau_p$ . На рис. 3.5,б приведены временные диаграммы, поясняющие работу схемы.

Функциональная схема построения группового тракта АИМ сигнала показана на рис. 3.6. Распределитель каналный РК формирует импульсы управления работой ключей. В схеме имеется дополнительный ключ, собранный на транзисторной сборке  $A_2$ , для разряда на землю элементов группового тракта сигналов АИМ-1. Он работает одновременно с ключом разряда накопительного конденсатора. На выходе схемы два инвертирующих усилителя  $УС_2$  и  $УС_3$  включены последовательно для получения симметричного сигнала относительно земли. Это позволяет значительно уменьшить влияние помех, наводимых на вход кодера, и в 2 раза увеличить амплитуду сигнала. Аналогичная схема используется в системе передачи ИКМ-15, где импульсы имеют следующие параметры:  $\tau_{\text{АИМ-1}} = 2,5$  мкс,  $\tau_3 = 1,5$  мкс,  $\tau_p = 1$  мкс,  $\tau_{\text{АИМ-2}} = 7,8$  мкс.

В некоторых случаях ключ  $K_{Л3}$ , показанный на рис. 3.5, а, не применяется. Это возможно, если время заряда накопительного конденсатора достаточно для полной его перезарядки после предыдущего сигнала до уровня последующего. Такая схема используется в системе ИКМ-30.

### 3.3. КОДЕРЫ И ДЕКОДЕРЫ С ЛИНЕЙНОЙ ШКАЛОЙ КВАНТОВАНИЯ

Кодер с линейной шкалой квантования называется линейным, а с нелинейной шкалой квантования — нелинейным.

Аналогичное определение относится и к декодерам. Достоинства квантования с нелинейной шкалой отмечались в § 2.1, поэтому в цифровых системах передачи с ИКМ применяются кодеры и декодеры с нелинейной шкалой. Однако они строятся на базе кодеров с линейной шкалой квантования. По этой причине рассмотрим вначале принцип построения и работы кодеров с линейной шкалой квантования.

По принципам действия кодеры делятся на три основные группы: счетного типа, взвешивающего типа и матричные.

Схема кодера счетного типа показана на рис. 3.7, а. Он состоит из преобразователя АИМ-ШИМ, генератора тактовых импульсов ГТИ, схемы И и двончного счетчика. Временные диаграммы работы кодера показаны на рис. 3.7, б.

Входной сигнал АИМ (1) поступает на вход преобразователя АИМ-ШИМ, где амплитудные отсчеты сигнала преобразуются в последовательность импульсов одинаковой амплитуды, но различной длительности (2). Сигнал ШИМ и последовательность коротких импульсов от ГТИ (3) поступают на схему И, на выходе которой получаются пакеты импульсов тактовой частоты (4), причем их число в пакете пропорционально длительности импульсов ШИМ, следовательно, амплитуде отсчета кодируемого сигнала. Пакеты импульсов поступают на двончный счетчик, который определяет число импульсов, входящих в пакет. На рис. 3.7, а показан четырехразрядный счетчик. Результат подсчета устанавливается на кодовых выходных счетчика, что и является кодовой комбинацией. Импульсы сброса (5) возвращают счетчик в исходное состояние после формирования каждой кодовой группы. Считывание двончной последовательности происходит в параллельном коде.

Временные диаграммы работы счетчика показаны на рис. 3.7, в. Например, на вход счетчика поступает последовательность из 13 им-

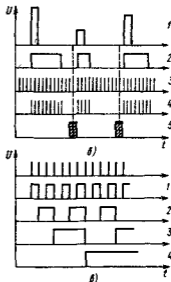
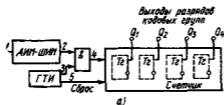


Рис. 3.7. Функциональная схема (а) и временные диаграммы работы (б, в) кодера счетного типа

пульсов. Первый триггер после окончания счета остается в состоянии 1; второй триггер, запускаемый спадами импульсов, поступающих с первого триггера, в состоянии 0. После окончания счета выходы  $Q_3$  и  $Q_4$  третьего и четвертого триггеров остаются в состоянии 1, выход четвертого триггера  $Q_4$  является старшим разрядом. Результирующая двоичная комбинация, считываемая со счетчика, имеет вид 1101, что является  $2^3 + 2^2 + 2^0 = 13$ .

Основная погрешность работы кодера счетного типа обусловлена нелинейностью преобразования АИМ-ШИМ и частотой ГТИ. Быстродействие кодера данного типа ограничивается скоростью работы двоичного счетчика, поэтому они применяются редко.

Наиболее просто двоичное кодирование осуществляется в кодерах взвешивающего типа. Принцип работы таких кодеров заключается в уравнивании кодируемых отсчетов эталонными токми или просто эталонами с определенными весами (значениями). Кодирование в этом случае можно представить как процесс поэтапного взвешивания на чашечных весах, снабженных указателями «больше — меньше». На одну чашу весов помещается кодируемый отсчет, а на другую последовательно устанавливаются эталоны (гири), начиная с эталона наибольшего веса. На каждом из этапов (тактов) взвешивания по указателю (больше — меньше) принимают соответствующее решение: если отсчет тяжелее эталона, то последний оставляют на чаше весов и добавляют эталон следующего меньшего веса. В противном случае первый эталон снимают и устанавливают эталон меньшего веса. Очевидно, что по окончании взвешивания отсчет будет уравновешен эталонами, сумма которых с точностью до эталона наименьшего веса будет равна «весу» отсчета. Значение эталона наименьшего веса и будет максимально возможной ошибкой квантования. Если результат

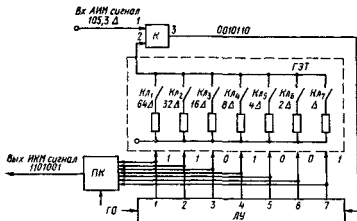


Рис. 3.8. Структурная схема линейного кодера взвешивающего типа для однополярного сигнала



каждого из этапов взвешивания записать, отмечая единицей оставление эталона на чаше весов, а нулем его снятие, то по окончании взвешивания получим запись веса отсчета в двоичном коде.

Процесс декодирования (восстановление передаваемой амплитуды отсчета) в этом случае может быть представлен как суммирование эталонов «гирь» с весовыми значениями тех разрядов, где в кодовой комбинации имеются единицы.

Принцип построения кодера с линейной характеристикой квантования показан на рис. 3.8. Для упрощения работы рассмотрим кодирование однополярных положительных импульсов. Кодер содержит компаратор К, генератор эталонных токов ГЭТ, логическое устройство ЛУ, преобразователь кода ПК.

Компаратор (указатель «больше — меньше») определяет знак разности между амплитудами токов кодируемого сигнала (отсчета)  $I_c$  и суммой эталонных токов  $I_{\Sigma}$ ,  $I_c - I_{\Sigma}$ . Если в момент такта кодирования эта разность положительная, т. е.  $I_c > I_{\Sigma}$ , то на выходе компаратора (точка 3) формируется 0 (пробел), в противном случае, т. е. при  $I_c < I_{\Sigma}$ , формируется 1 (импульс).

Логическое устройство служит для записи решений компаратора после каждого такта кодирования и управления работой ключей КЛ<sub>1</sub> — КЛ<sub>7</sub>. Преобразователь кода преобразует параллельный код в последовательный, формируя выходной ИКМ сигнал. Управление работой узлов кодера осуществляется сигналами, поступающими от генераторного оборудования ГО системы передачи.

Примем шаг линейного квантования  $\Delta$ , тогда значение эталонных токов будет  $\Delta$ ,  $2\Delta$ ,  $4\Delta$ , ...,  $2^{m-1}\Delta$ , где  $m$  — разрядность кодовой комбинации. Структура кодовой группы формируется на выходах 1, 2, ...,  $m$  логического устройства. На рис. 3.8 показано формирование 7-разрядной кодовой группы. Перед началом кодирования все выходы ЛУ устанавливаются в состояние 0. В моменты, предшествующие такту кодирования, выходы ЛУ последовательно, начиная с первого, переводятся в состояние 1. Решение компаратора это состояние сохраняет, если в момент такта кодирования на его выходе формируется 0; если на выходе компаратора формируется 1, выход ЛУ переводится в 0. Состояние выхода ЛУ, отмеченное как 1, означает замыкание соответствующего ключа или подключение эталонного тока определенного веса в точку суммирования эталонных токов (вход 2 компаратора). Состояние 1 первого выхода ЛУ замыкает КЛ<sub>1</sub>, второго выхода — КЛ<sub>2</sub>, ... седьмого выхода — КЛ<sub>7</sub>.

Работу кодера можно пояснить на примере кодирования положительного отсчета с амплитудой  $I_c = 105,3\Delta$ . Кодирование такого отсчета производится 7-разрядной кодовой группой, что позволяет закодировать 128 уровней. Для этого используется семь эталонных токов с условными весами  $\Delta$ ,  $2\Delta$ ,  $4\Delta$ , ...,  $64\Delta$  (см. рис. 3.8).

Кодируемый отсчет  $I_c$  подается на первый вход (1) компаратора, цикл кодирования начинается с установки первого выхода

ЛУ в состоянии 1 или замыкания ключа Кл<sub>1</sub>. Поскольку разность  $I_c - I_{ст} > 0$ , то в первом такте кодирования на выходе компаратора будет сформирован 0, состояние 1 первого выхода ЛУ сохранится и в состоянии 1 переводится второй выход ЛУ. В результате суммарное значение эталонных токов перед началом второго такта становится равным 96. Несмотря на увеличение эталонного тока, неравенство  $I_c > I_{ст}$  сохраняется. Поэтому во втором такте на выходе компаратора опять будет сформирован 0, состояние второго выхода ЛУ сохранится, а состояние третьего выхода ЛУ переводится в 1. В результате суммарное значение эталонных токов перед началом третьего такта становится равным 112Δ. Это превышает значение амплитуды кодируемого отсчета  $I_c - I_{ст} < 0$ , и в третьем такте кодирования на выходе компаратора будет сформирована 1. При записи в ЛУ эта единица изменит состояние третьего выхода с 1 на 0, разомкнется ключ Кл<sub>3</sub> и отключит ток 16Δ, а выход 4 будет переведен в состояние 1. Теперь сумма эталонных токов будет равна 104Δ (64 + 32 + 8), что меньше значения  $I_c$ . В четвертом, пятом, шестом и седьмом тактах кодирования будут подключаться эталонные токи 4Δ, 2Δ, Δ. Последовательность решений компаратора в процессе кодирования  $I_c$  представлена на рис. 3.8 комбинацией двоичных символов 0010110.

По окончании седьмого такта кодирования на выходах ЛУ будет сформирована комбинация 1101001, представляющая в параллельном 7-разрядном двоичном коде величину кодируемого отсчета 105Δ. Как легко определить, ошибка квантования в этом случае будет равна 0,3Δ. По мере формирования кодовой комбинации преобразователь кода преобразует ее в последовательность двоичных символов, представляющих собой выходной сигнал кодера. По окончании кодирования сигналы, поступающие от ГО, переводят узлы кодера в исходное состояние, подготавливая его к кодированию следующего отсчета.

Рассмотрим построение кодера при кодировании двух полярных сигналов (рис. 3.9). В этом случае потребуются два ГЭТ для кодирования положительных и отрицательных значений амплитуды отсчета. При необходимости кодирования 128 положительных и 128 отрицательных уровней потребуется 8-разрядная кодовая комбинация, причем первый разряд будет кодировать полярность сигнала.

При той же логике работы компаратора, что и в случае кодирования однополярных сигналов, возникает следующая ситуация. Кодировав  $I_c = 105,3Δ$  и сравнивая с первым эталоном 64Δ, получаем  $105,3Δ - 64Δ > 0$ . Этот эталон остается включенным. Сравнивая теперь  $I_c = -105,3Δ$  с первым эталоном  $-64Δ$ , получаем  $-105,3Δ - (-64Δ) < 0$ . Эталон при этом выключается. Для устранения данного недостатка при кодировании отрицательных значений амплитуды отсчетов на выходе компаратора включается инвертор, и значения сигналов на выходе компаратора будут инвертироваться.

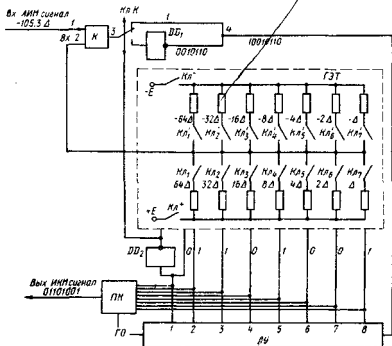


Рис. 3.9. Структурная схема линейного кодера взвешивающего типа для входного полярного сигнала

Для примера рассмотрим работу кодера при кодировании отсчета с отрицательной амплитудой  $I_c = -105,3\Delta$ . Кодируемый отсчет подается на первый вход (1) компаратора, а цикл начинается с установки первого выхода ЛУ в состояние 1. В этом случае замыкается ключ  $Кл^+$  источника положительных эталонных токов (напомним, что выходы 2...8 ЛУ при этом находятся в состоянии 0, т. е.  $Кл_1 - Кл_7$  и  $Кл'_1 - Кл'_7$  разомкнуты, на втором входе компаратора,  $I_{ст} = 0$ ). Поскольку отсчет имеет отрицательную полярность, т. е.  $I_c < 0$ , то в первом такте кодирования на выходе компаратора будет сформирована 1 и состояние первого выхода ЛУ станет 0. Тогда  $Кл^+$  будет разомкнут, а через инвертор  $DD_2$  будет включен  $Кл^-$ . Единица на выходе инвертора  $DD_2$  изменит и положение ключа  $Кл$  на выходе компаратора и к нему подключится инвертор. Необходимость такой операции пояснялась ранее. Таким образом, согласно полярности амплитуды входного сигнала включен ГЭТ отрицательных эталонных токов и схема готова к следующим этапам кодирования, для чего переводится в состояние 1 второй выход ЛУ. На этом первый этап определения и кодирования полярности отсчета закончен.

Перевод в состояние 1 второго выхода ЛУ обеспечивает подключение через  $Kл'_1$  эталонного тока —  $64\Delta$  в точку суммирования этапов (Вх. 2 компаратора). Во втором такте кодирования компаратор определяет знак разности между  $I_c = -105.3\Delta$  и  $I_{c1} = -64\Delta$ . Поскольку  $I_c - I_{c1} < 0$ , то на выходе компаратора формируется 1, а на выходе инвертора  $DD_1$  будет 0 и эталонный ток  $-64\Delta$  останется включенным. Аналогично пройдут и другие этапы кодирования. Последовательность решений компаратора в процессе кодирования  $I_c$  представлена на рис. 3.9 в точке 4 комбинацией двоичных символов 10010110 (напомним, что первый символ 1 этой комбинации прошел с выхода компаратора до включения инвертора). По окончании восьмого этапа кодирования на выходах ЛУ будет сформулирована комбинация 01101001, представляющая в 8-разрядном симметричном двоичном коде значение амплитуды отсчета — 105. Управляют работой кодера импульсы, поступающие от ГО.

Принцип построения линейного декодера для восстановления двухполярного сигнала показан на рис. 3.10. Декодер содержит преобразователь кода ПК, логическое устройство ЛУ и генератор эталонных токов ГЭТ.

Декодирование ведется в порядке, обратном процессу кодирования. Вначале 8-разрядная кодовая группа принятого ИКМ сигнала с помощью преобразователя кода преобразуется в параллельную кодовую группу символов, которая формируется на выходах 1—8 ПК. В соответствии с принятой кодовой комбинацией

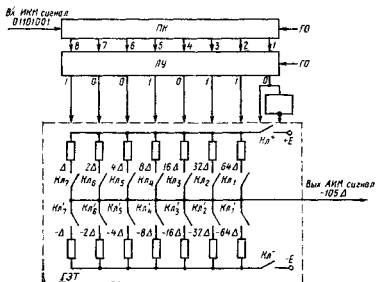


Рис. 3.10. Структурная схема линейного декодера

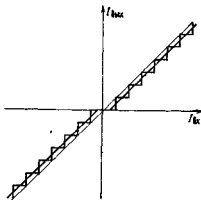


Рис. 3.11. Характеристика квантования линейного кодера и декодера

закрываются ключи  $Kл^-$ ,  $Kл'_1$ ,  $Kл'_2$ ,  $Kл'_4$ ,  $Kл'_7$  и формируется суммарный эталонный ток отрицательной полярности величиной  $105 \lambda$ .

Кодеры и декодеры с равномерным шагом квантования имеют реальную характеристику квантования, показанную на рис. 3.11. На этой характеристике можно отметить ее неравномерность в начале координат, точнее, первые ступеньки в положительной и отрицательной областях характеристики. Это приводит к отклонению реальной характеристики от идеальной, представляющей собой прямую линию, проходящую через начало координат. Обработка сигнала с такой характеристикой квантования вызывает его дополнительные искажения. Для уменьшения этих искажений при декодировании значение амплитуды отсчета положительной и отрицательной полярностей увеличиваются дополнительно на половину шага квантования. Для этого в реальных декодерах используются дополнительные эталонные токи со значениями  $0,5\lambda$  и  $-0,5\lambda$ . Это равносильно смещению характеристики в положительной области вверх, а в отрицательной области вниз, на половину шага квантования.

#### 3.4. КОДЕРЫ И ДЕКОДЕРЫ С НЕЛИНЕЙНОЙ ШКАЛОЙ КВАНТОВАНИЯ

Квантование сигнала с линейной шкалой характеристики не позволяет получить высокое качество передачи сигнала с малой амплитудой, что отмечалось в § 2.1 (см. рис. 2.2, б). Поэтому в системах ИКМ—ВРК квантование с линейной шкалой практически не применяется.

Необходимое качество передачи сигналов достигается при выполнении квантования с неравномерной шкалой (см. рис. 2.3). По-

ЛУ вырабатывает сигналы управления, включающие ключи эталонных токов соответствующих разрядов. Включаются ключи тех разрядов, где на выходе ЛУ имеется 1. В симметричном двоичном коде первый разряд определяет полярность источника эталонных токов. В этом случае 1 включает положительный источник эталонных токов  $E_{ст}$ , а 0 через инвертор включает отрицательный источник эталонных токов  $-E_{ст}$ .

На рис. 3.10 показан пример декодирования кодовой комбинации 01101001. При декодировании

строение такой квантующей характеристики может осуществляться различными методами (см. § 2.1). Один из них — это применение аналогового компрессора в сочетании с линейным кодером и декодером. Но из-за указанных недостатков этот способ распространения не получил.

В системах ИКМ—ВРК вместо плавной амплитудной характеристики, которую имеют аналоговые компрессоры, применяются сегментные характеристики. Они представляют собой кусочно-ломаную аппроксимацию плавных характеристик, при которой изменение крутизны происходит дискретными ступенями. Наибольшее распространение получила сегментная характеристика компрессирования типа А-87,6/13, где аппроксимация логарифмической характеристики производится по так называемому А-закону, соответствующему выражениям:

$$\frac{I_{вых}}{I_{max}} \begin{cases} \frac{A |I_{вх} I_{max}|}{1 + \ln A} & \text{при } |I_{вх}/I_{max}| \leq 1/A; \\ \frac{1 + \ln(A |I_{вх}/I_{max}|)}{1 + \ln A} & \text{при } 1/A < |I_{вх}/I_{max}| \leq 1. \end{cases}$$

Здесь А — коэффициент компрессии, равный 87,6, а сама характеристика строится из 13 сегментов. Такая характеристика показана на рис. 3.12. Она содержит в положительной области сегменты С<sub>1</sub>, С<sub>2</sub>, С<sub>3</sub>, ..., С<sub>8</sub>, находящиеся между точками (узлами) 0—1, 1—2, 2—3, ..., 7—8.

Аналогичным образом строится характеристика для отрицательной области значений входного сигнала. Четыре центральных

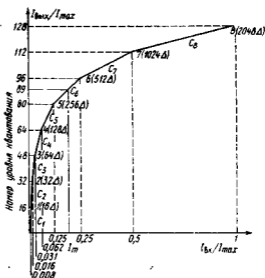


Рис. 3.12. Характеристика компрессии типа А-87,6/13

Таблица 3.1

Номер сигнала	Б-одовая комбинация номера сегмента	Эталонные сигналы				Шаг квантования	Эталонные сигналы коррекции
		Основ- ной	дополнительные				
1	000	—	8	4	2	1	0,5
2	001	16	8	4	2	1	0,5
3	010	32	16	8	4	2	1
4	011	64	32	16	8	4	2
5	100	128	64	32	16	8	4
6	101	256	128	64	32	16	8
7	110	512	256	128	64	32	16
8	111	1024	512	256	128	64	32

сегмента (два в положительной и два в отрицательной областях) объединяются в один центральный сегмент, поэтому общее число сегментов на двухполярной характеристике равно 13. Каждый из 16 сегментов характеристики содержит по 16 шагов (уровней) квантования, а общее число уровней равно 256, из них 128 положительных и 128 отрицательных.

Каждый сегмент начинается с определенного эталона, называемого основным. Эти эталоны на рис. 3.12 указаны в начале каждого сегмента. Шаг квантования внутри каждого сегмента равномерный, а при переходе от одного к другому сегменту изменяется в 2 раза, начиная с центрального сегмента, куда входят  $C_1$  и  $C_2$ . Значения основных и дополнительных эталонов, шагов квантования даны в табл. 3.1.

Все эталонные значения в табл. 3.1 даны в условных единицах по отношению к значению минимального шага квантования. Сочетание дополнительных эталонов позволяет получить любой из 16 уровней квантования в данном сегменте. При изменении шага квантования изменяется крутизна характеристики. Изменение крутизны происходит в точках (узлах) характеристики. Четыре центральных сегмента (два в положительной и два в отрицательной областях характеристики) имеют одинаковую крутизну и равные шаги квантования. При таком построении характеристики минимальный шаг квантования  $\Delta_{min}$  имеют сегменты  $C_1$  и  $C_2$  а максимальный  $\Delta_{max}$  — сегмент  $C_8$ , причем отношение  $\Delta_{max}/\Delta_{min}$  составляет  $2^6$ , или 64. Это значение примерно характеризует параметр сжатия для сегментной характеристики компандирования, или параметр  $A$ . Точное значение этого параметра для непрерывной характеристики типа  $A$  определяется из выражения  $A/(1+\ln A) = 2^{n_c} \cdot^{-1/n_c}$  и при числе сегментов  $n_c = 8$  значение  $A = 87,6$ .

Эффективность рассмотренной характеристики можно оценить визуально, если обратить внимание на то, что 112 уровней из 128

используются для квантования сигналов, амплитуда которых не превышает половины максимальной, 64 уровня — для квантования сигналов, амплитуда которых не превышает 6,2% максимальной.

Рассмотрим особенности этапов кодирования и декодирования сигналов при нелинейной характеристике квантования. В случае сегментной характеристики компрессии типа А-87,6/13 для кодирования абсолютных величин отсчетов необходимо 11 эталонов с условными весами, равными  $2^0, 2^1, 2^2, 2^3, \dots, 2^{10}$  усл. ед., или 1, 2, 4, ..., 1024 усл. ед. При линейном кодировании такая характеристика эквивалентна характеристике квантования с 2048 уровнями. Для кодирования 2048 положительных и 2048 отрицательных уровней потребуется 12-разрядная кодовая группа. При нелинейном кодировании для обеспечения такой же защищенности  $A_{\text{кв}} \geq 25$  дБ потребуются 128 положительных и 128 отрицательных уровней, а кодовая группа — 8-разрядная.

Кодирование осуществляется за восемь тактов и включает три основных этапа: 1 — определение и кодирование полярности входного сигнала; 2 — определение и кодирование номера сегмента узла, в котором заключен кодируемый отсчет; 3 — определение и кодирование номера уровня квантования сегмента, в зоне которого заключена амплитуда кодируемого отсчета. Первый этап кодирования осуществляется за 1-й такт, второй этап — за 2...4-й такты, третий этап — за 5...8-й такты кодирования.

Работа кодера на первом этапе кодирования при определении и кодировании полярности отсчета не отличается от работы линейного кодера. На втором этапе определяется и кодируется узел характеристики, определяющей начало сегмента, в котором находится амплитуда кодируемого отсчета, например узла 0, если отсчет находится в сегменте 1; узла 1, если отсчет находится в сегменте 2; узла 2, если отсчет находится в сегменте 3, и т. д. Для этого выбирается алгоритм работы, обеспечивающий определение узла характеристики за три такта кодирования. В первом такте кодирования амплитуда отсчета  $I_c$  сравнивается с эталонным током  $I_{\text{эт4}}$ . Если при сравнении окажется, что  $I_c > I_{\text{эт4}}$ , это означает нахождение  $I_c$  в 5...8-м сегментах характеристики, и вместо тока  $I_{\text{эт4}}$  включается ток  $I_{\text{эт6}}$ . Если при сравнении окажется, что  $I_c < I_{\text{эт4}}$ , это означает нахождение  $I_c$  в 1...4-м сегментах характеристики, и вместо тока  $I_{\text{эт4}}$  включается ток  $I_{\text{эт2}}$ . Далее в зависимости от результата сравнения на втором этапе кодирования, если  $I_c > I_{\text{эт6}}$ , включается ток  $I_{\text{эт7}}$ , или если  $I_c < I_{\text{эт6}}$ , включается  $I_{\text{эт5}}$ . Аналогично подбираются эталоны, если на втором этапе был включен  $I_{\text{эт2}}$ . Результат сравнения в третьем такте кодирования позволяет окончательно выбрать номер узла характеристики, определяющий начало сегмента. Результат представляется двоичной кодовой комбинацией, занимающей 2...4-й разряды кодовой группы. Кодовые комбинации номера сегмента даны в табл. 3.1.



На третьем этапе определяется и кодируется номер уровня квантования внутри выбранного сегмента, в зоне которого находится амплитуда кодируемого отсчета. Необходимо напомнить, что число шагов квантования внутри сегмента равно 16, шаг квантования равномерный, равен  $\Delta_c$  и для каждого сегмента свой. Третий этап осуществляется за четыре такта методом линейного кодирования. При кодировании в дополнение к основному эталону, определяющему начало сегмента, подключаются дополнительные эталоны с весами  $8\Delta_c$ ,  $4\Delta_c$ ,  $2\Delta_c$ ,  $\Delta_c$  (см. табл. 3.1). В результате сравнения определяется номер уровня квантования, в зоне которого находится амплитуда отсчета.

Итак, в результате выполнения указанных операций получается 8-разрядная кодовая комбинация двоичных символов, 1-й разряд которой указывает полярность кодируемого отсчета; 2..4-й разряды — номер сегмента узла характеристики компрессии; 5..8-й разряды — номер шага квантования внутри этого сегмента, в зоне которого заключена амплитуда кодируемого отсчета. Например, кодовая комбинация двоичных символов 11011010 означает, что кодированию подлежит отсчет положительной полярности, амплитуда которого находится в сегменте 6 и заключена в зоне 10-го уровня квантования этого сегмента. На характеристике компрессии это соответствует сигналу с амплитудой в зоне 90-го уровня квантования.

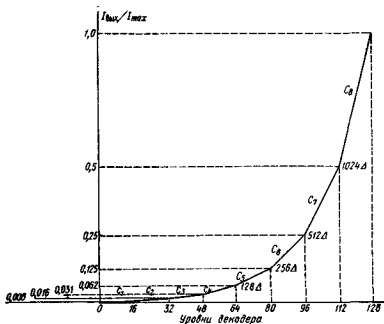


Рис. 3.13. Характеристика экспандирования типа А  $A = 87,6/13$

При декодировании осуществляется обратное цифро-аналоговое преобразование. Характеристика экспандирования нелинейного декодера должна быть обратной характеристике компрессии нелинейного кодера (рис. 3.13).

Входным сигналом декодера является 8-разрядная кодовая группа, определяющая полярность и величину отсчета (номер сегмента и уровень его квантования). В соответствии с принятой кодовой комбинацией цифровые ЛУ выбирают основной эталон, определяющий начало сегмента и соответствующие дополнительные эталоны, суммарный ток которых определяет величину декодируемого АИМ сигнала. Например, при декодировании комбинации двоичных символов 11011010 будут включены источник эталонных токов положительной полярности и эталонные токи с весами, равными основному эталону узла 6, который равен 256 усл. ед. и второму и четвертому дополнительным эталонам сегмента 6, что будет равно  $256 + 128 + 32 = 416$  усл. ед.

Учитывая особенности построения нелинейной характеристики квантования декодера, которая аналогична рассмотренным ранее характеристикам линейного декодера (см. рис. 3.11), для уменьшения искажений при декодировании используется еще один, 12-й эталон. Значение этого эталона для каждого сегмента свое и равно половине шага квантования в этом сегменте. Эталоны коррекции приведены в табл. 3.1.

Принцип построения нелинейного кодера взвешивающего типа с цифровой компрессией эталонов дан на рис. 3.14. Кодер содержит компаратор К, блок выбора и коммутации эталонных токов БКЭ, генератор положительных ГЭТ<sub>1</sub> и отрицательных ГЭТ<sub>2</sub> эталонных токов, компрессирующую логику КЛ, цифровой регистр ЦР и преобразователь кода ПК. Компаратор определяет знак разности между амплитудами токов кодируемого отсчета  $I_c$  и эталона  $I_{\text{эт}}$ . Принцип работы компаратора при оценке импульсов положительной и отрицательной полярности описан ранее. Генератор эталонов формирует полярность и величины эталонов. По построению он аналогичен ГЭТ линейного кодера, только количество формируемых эталонов равно 11, а значения этих эталонов равны 1, 2, 4, ..., 1024 усл. ед. Цифровой регистр служит для записи решений компаратора после каждого такта кодирования и формирования структуры кодовой группы. В зависимости от решений компаратора ЦР выбирает полярность ГЭТ и управляет работой компрессирующей логики. По мере образования кодовой комбинации формирователь считывает состояние выходов 1, 2, ..., 8 ЦР, преобразуя параллельный код в последовательный. Работой узлов кодера управляют устройства генераторного оборудования системы передачи.

Принцип работы нелинейного кодера во многом аналогичен работе линейного. Поясним работу нелинейного кодера на приме-

ре кодирования отсчета положительной полярности с амплитудой, равной 0,2, что равно примерно 410 усл. ед. (см. рис. 3.11).

В исходном положении выходы 1...8 ЦР находятся в состоянии 0, ГЭТ отключены и  $I_{\Sigma 7} = 0$ . Кодлируемый отсчет  $I_c$  подается на вход 1 компаратора. В момент, предшествующий первому такту кодирования, первый выход ЦР переводится в состояние 1, чем включается ГЭТ<sub>1</sub> положительной полярности. Ток  $I_{\Sigma 7} = 0$ , а  $I_c > 0$ , поэтому на выходе компаратора (точка 3) в первом такте кодирования будет сформирован 0, и состояние 1 первого выхода ЦР сохранится. На этом заканчивается первый этап, в котором определяется и кодируется полярность отсчета.

Второй этап кодирования — определение и кодирование номера сегмента, в котором заключена амплитуда отсчета, начинается с того, что в состоянии 1 переводится второй выход ЦР и на вход 2 компаратора подается ток  $I_{\Sigma 4}$  величиной 128 усл. ед. (узел 4 характеристики компрессии). Поскольку в этом случае  $I_c > I_{\Sigma 4}$ , во втором такте кодирования на выходе компаратора будет сформирован 0, и состояние 1 второго выхода ЦР сохранится. Далее эталон 128 усл. ед. снимается и в состоянии 1 переводится третий выход ЦР, в результате чего на вход 2 компаратора вместо  $I_{\Sigma 4}$  подается  $I_{\Sigma 6}$  величиной 512 усл. ед. В этом случае  $I_c < I_{\Sigma 6}$ , поэтому в третьем такте кодирования на выходе компаратора будет сформирована 1, которая изменит состояние третьего выхода ЦР с 1 на 0. В состоянии 1 переводится четвертый выход ЦР и на вход 2 компаратора вместо  $I_{\Sigma 6}$  подается  $I_{\Sigma 5}$  величиной 256 усл. ед. Так как  $I_c > I_{\Sigma 5}$ , то в четвертом такте кодирования на выходе компаратора будет 0, и состояние четвертого выхода ЦР сохранится. Итак, по окончании второго этапа кодирования 2. 4-й выходы ЦР будут отмечены состоянием 101 соответственно, что в двоичном коде определяет номер узла (сегмента), в пределах которого находится амплитуда кодируемого отсчета — узел 5 (сегмент  $C_5$ ).

Третий этап кодирования — определение и кодирование номера уровня квантования сегмента, в пределах которого находится амплитуда отсчета  $I_c$ . Таких уровней квантования в пределах каждого сегмента 16, и все они могут быть получены с помощью дополнительных эталонных значений (см. табл. 3.1).

Для данного примера, когда  $I_c$  находится в сегменте 6, используются дополнительные эталонные значения 128, 64, 32, 16 усл. ед., а шаг квантования равен 16 усл. ед. В начале третьего этапа кодирования в состоянии 1 переводится 5-й выход ЦР и к эталонному току 256 усл. ед. добавляется эталонный ток 128 усл. ед. Суммарный ток на входе 2 компаратора в этом случае составит 384 усл. ед. Поскольку при этом  $I_c > I_{\Sigma 7}$ , в пятом такте кодирования на выходе компаратора будет 0 и состояние 1 пятого выхода сохранится. В состоянии 1 переводится 6-й выход ЦР, и к эталонным токам 384 усл. ед. прибавляется эталонный ток 64 усл. ед.

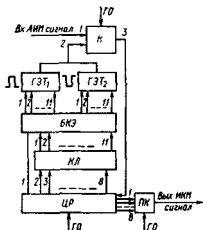


Рис. 3.14. Структурная схема нелинейного кодера

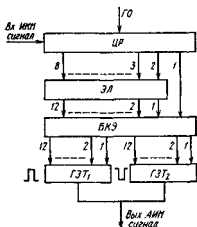


Рис. 3.15. Структурная схема нелинейного декодера

Суммарное значение эталонного тока на входе 2 компаратора в этом случае составит 448 усл. ед., что больше  $I_c$ . Решение компаратора в шестом такте кодирования будет 1 и состояние 6-го выхода ЦР будет изменено с 1 на 0, что означает отключение эталонного тока 64 усл. ед. В состоянии 1 переводится 7-й выход ЦР, и к эталонному току 384 усл. ед. добавится эталонный ток 32 усл. ед. Суммарное значение эталонного тока на входе 2 компаратора станет равным 416 усл. ед., что больше  $I_c$ . Поэтому в седьмом такте кодирования на выходе компаратора будет 1 и состояние 7-го выхода ЦР будет изменено с 1 на 0, что означает отключение эталонного тока 32 усл. ед. Наконец, в состоянии 1 переводится последний 8-й выход ЦР, и к эталонному току 384 усл. ед. добавляется эталонный ток 16 усл. ед. Суммарное значение эталонного тока на входе 2 компаратора станет равным 400 усл. ед. Очевидно, что решение компаратора в восьмом такте кодирования будет 0 и состояние 1 выхода 8 сохранится. Таким образом, по окончании третьего этапа кодирования 5...8-й выходы ЦР будут иметь состояние 1001, что в двоичном коде указывает на 9-й уровень квантования, находящийся в 6-м сегменте.

Итак, отсчет с амплитудой  $0,2I_m$  (410 усл. ед.) закодирован 8-разрядной кодовой комбинацией 11011001, указывающий, что кодируемый отсчет имеет положительную полярность, находится в зоне 89-го уровня квантования и имеет вес 400 усл. ед. Нетрудно заметить, что в данном случае ошибка квантования составила 10 усл. ед. По мере завершения тактов кодирования преобразователь кода ПК считывает состояние выходов 1...8 ЦР, преобразуя параллельный код в последовательный.

Декодер осуществляет цифро-аналоговое преобразование кодовых групп ИКМ сигнала в АИМ сигнал, т. е. в отсчеты нужной полярности и амплитуды. Принцип построения нелинейного декодера взвешивающего типа с цифровым экспандированием эталонов поясняется на рис. 3.15. Декодер содержит цифровой регистр ЦР, блок экспандирующей логики ЭЛ, блок выбора и коммутации эталонных токов БКЭ и два генератора эталонных токов положительной ГЭТ<sub>1</sub> и отрицательной ГЭТ<sub>2</sub> полярностей.

Восьмиразрядная кодовая группа принятого ИКМ сигнала записывается в ЦР, формируясь на его выходах 1...8 в виде параллельного 8-разрядного двоичного кода. Первый разряд этой кодовой комбинации определяет полярность включаемого ГЭТ, а 2...8-й разряды — номер сегмента и уровня квантования на характеристике экспандирования. В соответствии с принятой кодовой комбинацией включаются соответствующие эталоны, суммарный ток которых определяет величину (амплитуду) декодированного отсчета АИМ сигнала. Так, при декодировании кодовой комбинации 11011001 включается ГЭТ<sub>1</sub> положительной полярности и ключи эталонных токов 256, 128, 16 с суммарным значением 400 усл. ед.

Как отмечалось ранее, для уменьшения искажений при декодировании используется еще 12-й корректирующий эталон, равный значению 0,5 шага квантования сегмента. Для данного примера корректирующий эталонный ток равен 8 усл. ед. и общее суммарное значение эталонных токов будет равно 408 усл. ед.

### 3.5. ГЕНЕРАТОРНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ

**Принцип построения генераторного оборудования.** Генераторное оборудование ЦСП вырабатывает определенный набор импульсных последовательностей, используемых для управления работой функциональных узлов аппаратуры, синхронизации соответствующих узлов оконечных и промежуточных станций, а также определяющих порядок и скорость обработки сигналов в трактах передачи и приема. Структура построения ГО во многом зависит от принципов формирования группового ИКМ сигнала и места конкретной системы в типовой иерархии ЦСП.

Рассмотрим построение ГО первичной ЦСП. Структура управляющих сигналов, вырабатываемых ГО, определяется структурой цикла и сверхцикла передачи. Принцип формирования цикла и сверхцикла рассмотрен в § 3.1, где определяется тактовая частота первичного цифрового потока (ПЦП)  $f_T = 2048$  кГц. Так как каждый символ цифрового потока занимает половину тактового интервала, то нужна последовательность импульсов с частотой следования  $f_T$  и скважностью  $q = 2$ . Все остальные управляющие импульсные последовательности могут быть сформированы путем деления тактовой частоты.

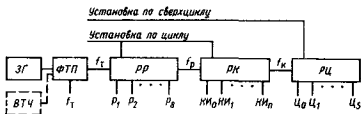


Рис. 3.16. Структурная схема ГО первичной ЦСП

На рис. 3.16 представлены структурная схема ГО первичной ЦСП. На выходе задающего генератора ЗГ формируется гармонический высокостабильный сигнал с частотой, обычно равной или кратной  $f_T$ , формирователь тактовой последовательности ФТП вырабатывает основную импульсную последовательность с частотой следования  $f_T$ . Импульсы тактовой последовательности используются при выполнении операций кодирования и декодирования, формировании и обработке линейного сигнала.

Распределитель разрядный РР формирует  $m$  импульсных последовательностей ( $P_1, P_2, \dots, P_m$ ). Число разрядных импульсов, формирующих РР, равно числу разрядов в кодовой комбинации. При  $m=8$  частота следования  $f_p = f_T/m = 256$  кГц. Эти импульсные последовательности используются для правильного определения каждого разряда комбинации, при выполнении операций кодирования и декодирования, при формировании группового цифрового сигнала, когда необходимо выделить временные интервалы для передачи соответствующих позиций синхросигнала, СУВ, служебных сигналов.

Распределитель каналный РК формирует управляющие каналные импульсные последовательности  $КИ_0, КИ_1, \dots, КИ_n$ , где  $n$  — число каналных интервалов в цикле. Частота следования КИ равна частоте дискретизации и при 32 каналных интервалах  $f_k = f_p/n = 8$  кГц. Если эти импульсы используются для фиксации каналных интервалов в групповом ИКМ сигнале, то их длительность должна равняться длительности каналного интервала. При использовании этих импульсов для управления ключевыми устройствами, формирующими АИМ сигнал на передаче, и распределения группового АИМ сигнала по каналам на приеме их длительность должна быть меньше.

Распределитель цикловой РЦ служит для формирования цикловых импульсных последовательностей  $Ц_0, Ц_1, \dots, Ц_s$ , где  $s$  — число циклов в сверхцикле. Частота следования одноименных цикловых импульсов при  $S=16$  равна  $f_c = f_T/s = 8 \cdot 10^3/16 = 500$  Гц.

С целью обеспечения синхронной и синфазной работы передающей и приемной станции в ГО приемной станции вместо ЗГ используется выделитель тактовой частоты системы устройств

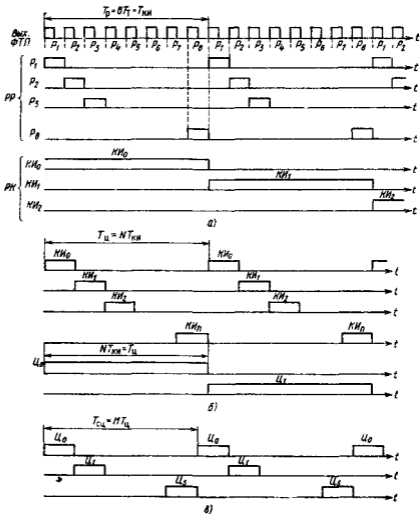
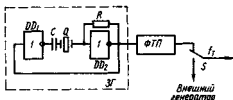


Рис. 3.17. Временные диаграммы формирования импульсных последовательностей на выходах ГО

тактовой синхронизации. Методы выделения тактовой частоты рассмотрены в § 3.6.

Для подстройки генераторного оборудования по циклам и сверхциклам используются сигналы «Установка по циклу», «Установка по сверхциклу». Это дает возможность подстраивать ГО одной станции в режим цикловой и сверхцикловой синхронизации с ГО другой станции. По сигналу «Установка по циклу» разряд-

Рис. 3.18. Функциональная схема ЗГ на основе логических инверторов



ный распределитель начинает работать с первого разряда, а распределитель каналный с первого КИ. По сигналу «Установка по сверхциклу» распределитель цикловый начинает работать с первого цикла.

Временные диаграммы на рис. 3.17 поясняют формирование импульсных последовательностей на выходах РР, РК, РЦ. В данном случае код 8-разрядный, каналных интервалов в цикле —  $n$ , циклов в сверхцикле —  $S$ .

На вход РР поступают тактовые импульсы с частотой  $f_T$ . Распределитель формирует восемь разрядных импульсов  $P_1 \dots P_8$ , где каждый разрядный импульс сдвинут относительно следующего на тактовый интервал. Интервал следования одноименных разрядных импульсов  $T_p = 8T_T$ . На рис. 3.17, а показано положение импульсных последовательностей  $P_1 \dots P_8$  относительно тактовых. Из любой последовательности  $P_m$  (например,  $P_1$ ) можно сформулировать управляющие последовательности  $KI_0, KI_1, KI_2, \dots$ , определяющие границы каналных интервалов и их временное положение. Расположение КИ относительно  $P_1 \dots P_8$  и  $f_T$  также видно из рис. 3.17, а.

На рис. 3.17, б показано расположение импульсов управляющих последовательностей  $Ц_0, Ц_1, \dots, Ц_n$  относительно последовательностей  $KI_0, \dots, KI_n$ , а на рис. 3.17, в — взаимное расположение  $Ц_0, Ц_1, \dots, Ц_n$ .

**Задающие генераторы.** К задающим генераторам цифровых систем передачи не предъявляется таких высоких требований по стабильности частоты, формы выходного сигнала, как к ЗГ аналоговых систем передачи. В то же время они должны иметь возможность перестраивать частоту в определенных пределах. Выполнение противоречивых требований обеспечения стабильности частоты ЗГ (в режиме автогенератора) и реализации определенной полосы перестройки учитывается при выборе соответствующей схемы ЗГ. В соответствии с рекомендациями МККТТ относительная нестабильность частоты ЗГ должна быть не хуже  $10^{-5}$ , поэтому в ЗГ используется кварцевая стабилизация частоты.

В низкоскоростных ЦСП с целью упрощения схемы ЗГ не применяют перестраиваемых автогенераторов. В таких случаях схема ЗГ легко реализуется на основе логических инверторов (рис. 3.18). Резистор  $R$  обеспечивает перевод элементов  $DD_1, DD_2$  в активный



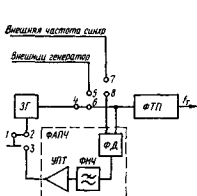


Рис. 3.19. Функциональная схема ЗГ с фазовой автоподстройкой частоты

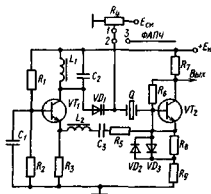


Рис. 3.20. Упрощенная принципиальная схема ЗГ на транзисторах

режим. Формирователь тактовых последовательностей обеспечивает формирование прямоугольных импульсов с частотой следования, равной тактовой. Конденсатор  $C$ , включенный последовательно с кварцем, обеспечивает подстройку частоты. При внешней синхронизации ГО тактовая последовательность от внешнего источника поступает в схему ГО через переключатель  $S$ , при этом собственный ЗГ отключается.

Учитывая то, что ЗГ должен работать в режимах как автогенерации, так и внешнего управления частотой, в схеме предусматривается возможность переключения режимов. На рис. 3.19 представлена такая структурная схема ЗГ, состоящая из автогенератора с кварцевым резонатором и схемы фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ, куда входят: фазовый детектор ФД, фильтр низкой частоты ФНЧ, усилитель постоянного тока УПТ, формирующий ток управления частотой ЗГ. В режиме автогенерации устанавливаются переключки 1—2, 4—6. В режиме внешней подстройки частоты устанавливаются переключки 2—3, 4—6, 7—8; тогда в работу включается схема ФАПЧ, которая сравнивает фазы внешней частоты синхронизации и собственную частоту ЗГ. Если имеется расхождение фаз этих частот, то вырабатывается соответствующий управляющий сигнал и частота ЗГ подстраивается под частоту синхронизации. Более подробно работа ФАПЧ будет рассмотрена в § 3.6. В режиме использования внешнего генератора устанавливается переключка 5—6.

При построении перестраиваемых ЗГ на интегральных схемах для обеспечения управления частотой ЗГ требуется сложная схема подстройки. Поэтому ЗГ первичных ЦСП и более высоких порядков строят в основном на дискретных элементах. Рассмотрим типичный пример реализации ЗГ на дискретных элементах. Упрощенная принципиальная схема такого ЗГ представлена на

рис. 3.20. Это двухкаскадный усилитель с положительной обратной связью. Режим по постоянному току первого каскада обеспечивается резисторами  $R_1, R_2, R_3$ , второго — резисторами  $R_6 \dots R_9$ . В цепи прямой связи между каскадами включен кварцевый резонатор  $Q$  и подстроечный элемент — варикап  $VD_1$ . Положительная обратная связь осуществляется через контур  $L_2, C_3, R_5$ . Резонансные свойства первого каскада обеспечиваются  $L_1, C_2$ . Амплитуда переменного напряжения, приложенного к базе  $VT_2$ , ограничивается диодным ограничителем  $VD_2, VD_3$ . Этим обеспечивается стабилизация амплитуды выходного сигнала ЗГ. Смещающее напряжение  $E_{см}$ , приложенное к варикапу, может изменяться потенциометром  $R_4$  или регулироваться напряжением с ФАПЧ при работе в режиме внешней синхронизации ЗГ.

**Распределители генераторного оборудования.** Распределители генераторного оборудования ЦСП предназначены для формирования определенного числа импульсных последовательностей с одинаковыми частотой следования и длительностью импульсов, причем импульсы разных последовательностей должны быть сдвинуты друг относительно друга на определенный интервал времени.

Один из способов построения распределителя, обеспечивающего вместе с распределением импульсов по разным выходам и деление частоты следования импульсов, — это каскадное включение двоичного счетчика и дешифратора. На рис. 3.21, а представлен простой пример такого построения распределителя на четыре разряда. Двухразрядный счетчик собран на D триггерах, дешифратор с четырьмя выходами собран на схемах И. Временные диаграммы работы распределителя показаны на рис. 3.21, б.

Перед запуском распределителя сигналом «Уст. 0» оба триггера  $T_1$  и  $T_2$  устанавливаются в состояние  $Q=0, \bar{Q}=1$ . Первый

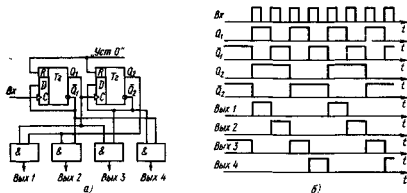


Рис. 3.21 Принципиальные схемы распределителя на четыре разряда, выполненного на основе двоичного счетчика и дешифратора (а), и временные диаграммы его работы (б)

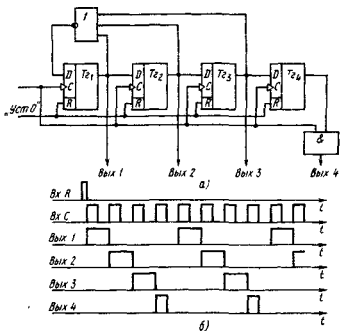


Рис. 3.22. Принципиальная схема распределителя на четыре разряда, выполненного на основе однотактного регистра сдвига с обратной связью (а), и временные диаграммы его работы (б)

тактовый импульс изменит состояние триггеров, второй — вернет  $T_1$  в исходное состояние и т. д.

Подключив соответствующие выходы триггеров к схемам, можно получить на выходах последовательность четырех импульсов одинаковой длительности, сдвинутых относительно друг друга на определенный интервал времени и следующих с одинаковой частотой. Частота следования импульсов на каждом выходе определяется частотой следования входных импульсов и коэффициентом деления счетчика. При числе триггеров в счетчике  $n$  и входной частоте следования  $f_{вх}$  частота следования выходных импульсов  $f_{вых} = f_{вх}/2^n$ .

Распределители могут быть выполнены на основе однотактного регистра сдвига с обратной связью. Схема такого распределителя на четыре разряда показана на рис. 3.22, а, а временные диаграммы его работы — на рис. 3.22, б. Распределитель собран на четырех триггерах  $T_1, \dots, T_4$ , с прямых выходов которых и снимаются импульсные последовательности. В цепи обратной связи находится инвертор. Первоначально импульсом на входе R устанавливаются в состояние 0 выходы всех триггеров, а на выходе инвертора будет 1, которая подается на вход D триггера  $T_1$ . При

поступлении импульса на вход С эта 1 появится на выходе Тг<sub>1</sub>, а на выходе инвертора теперь будет 0. При поступлении следующего импульса на вход С первый триггер вернется в исходное положение, а появится импульс на Вых. 2, потом Вых 3 и т. д. При появлении импульса на Вых. 4 на выходе инвертора опять будет 1, и цикл повторится. Если необходимо получить импульс более короткой длительности, как это показано на Вых. 4, то можно использовать схему И. Тогда длительность импульса на выходе схемы И будет равна длительности тактового импульса. Возможность установления начала цикла отсчета подачей импульса на входы R позволяет подстраивать ГО при нарушении цикловой синхронизации.

### 3.6. ТАКТОВАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ. ВЫДЕЛЕНИЕ ТАКТОВОЙ ЧАСТОТЫ

**Принципы построения систем тактовой синхронизации.** Устройства тактовой синхронизации УТС обеспечивают синхронную работу ГО приемной и передающей частей ЦСП. Только в этом случае ГО приемной части будет вырабатывать управляющие сигналы, совпадающие по частоте и времени с импульсными последовательностями, поступающими в приемное оборудование ЦСП из линейного тракта, обеспечивая тем самым правильное распределение принимаемых импульсов по канальным интервалам и циклам и соответственно правильное декодирование кодовых комбинаций. Следовательно, основная задача УТС — исключить расхождение частот ГО передачи и приема или, в крайнем случае, обеспечить небольшую величину этого расхождения. Как известно, в аналоговых системах передачи для этих целей применяют, в основном, технические решения, обеспечивающие стабилизацию частоты задающих генераторов приемного и передающего оборудования (например, кварцевую стабилизацию). Рассмотрим, достаточно ли применения принципа стабилизации частоты ЗГ для цифровых систем передачи.

Предположим, что частота ЗГ первичной ЦСП  $f_{зг} = f_{г} = 2,048$  МГц. Определим максимально допустимую относительную нестабильность частоты ЗГ:  $k = \Delta f_{зг \max} / f_{зг н}$ , где  $f_{зг н}$  — номинальное значение  $f_{зг}$ , а  $\Delta f_{зг \max}$  — максимальное отклонение частоты ЗГ от номинального значения. Очевидно, что в предельном случае управляющий распределительный импульс может не совпадать по временному положению с регистрируемым на величину, равную длительности одного символа, т. е. половину тактового интервала  $T/2$  (в этом случае говорят о несинхронности передающего и приемного оборудования по символам). В наихудшем случае при отклонении частот ЗГ в разные стороны от  $f_{зг н}$  на величину  $\Delta f_{зг \max}$  взаимное положение регистрируемого и управ-

ляющего импульсов должно отличаться на  $\Delta t < T/2 = 1/(2f_{\tau})$ . При этом период  $f_{\tau}$  не должен изменяться больше чем на  $T/4$ .

Предположим, что в момент включения системы частоты ЗГ передающей и приемных частей первичной ЦСП одинаковы и в дальнейшем расходятся. Определим, за какой промежуток времени  $t_{nc}$  при относительной нестабильности  $k$  частот ЗГ будет достигнуто положение несинхронности по символам. Так как  $t_{nc} = T/(4k) = 1/(4f_{\tau}k)$ , то, следовательно,  $k = 1/(4f_{\tau}t_{nc}) \approx 1/(8 \cdot 10^6 t_{nc})$ . Если принять, что система будет выходить из состояния синхронизма каждый час (а это будет очень плохая система, так как выход из состояния синхронизма по символам приводит к прекращению связи), то требуемая в этом случае относительная нестабильность частоты ЗГ составит  $k = 1/(8 \cdot 10^6 \cdot 3,6 \cdot 10^3) \approx 3,7 \cdot 10^{-11}$ , что недостижимо по техническим и экономическим соображениям.

Вывод, следующий из вышеприведенных расчетов: реализация современных ЦСП без устройств тактовой синхронизации (фазирования по посылкам) невозможна.

В ЦСП к устройствам тактовой синхронизации предъявляются следующие требования:

высокая точность подстройки частоты и фазы управляющего сигнала ЗГ приемной части;

малое время вхождения в синхронизм;

сохранение состояния синхронизма при кратковременных перерывах связи.

Различают две группы УТС, отличающиеся методом использования синхросигналов. К первой группе относятся устройства с синхронизацией по специальному синхросигналу. Этот метод усложняет построение линейного тракта ЦСП и генераторного оборудования, к тому же точность установки фазы управляющих сигналов в большой степени связана с нелинейными искажениями и неравномерностью частотных характеристик линейного тракта. Ко второй группе относятся методы подстройки фазы управляющих импульсов под основной принимаемый сигнал. Такую подстройку можно осуществить либо по специальным синхронимпульсам, либо по рабочим импульсам (элементам кодовых комбинаций цикла). Применение специальных синхронимпульсов снижает пропускную способность системы, поэтому на практике нашел применение метод тактовой синхронизации по рабочим импульсам. Эту группу УТС можно разделить на две подгруппы, отличающиеся способом выделения тактовой частоты.

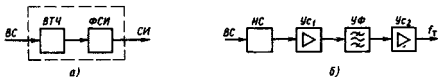
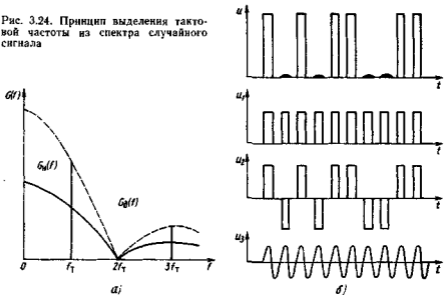


Рис. 3.23. Структурная схема УТС

Рис. 3.24. Принцип выделения тактовой частоты из спектра случайного сигнала



Основное применение в ЦСП с невысокой скоростью передачи нашли УТС с резонансной системой для выделения тактовой частоты. Достоинства таких систем — простота реализации и, как следствие, улучшение экономических показателей системы, являются определяющими при реализации ЦСП местных и зональных сетей. Недостатки УТС такого типа: быстрое пропадание тактовой частоты при перерывах связи или при появлении в принимаемом сигнале длинных серий пробелов (нулей); зависимость стабильности выделенной тактовой частоты (а следовательно, и точности фазирования) от длины серии нулей (характера кодовых комбинаций) и стабильности параметров фильтра, выделителя тактовой частоты, а также от скорости передачи.

Более сложным является метод синхронизации с применением устройств автоподстройки частоты генераторов тактовой частоты приемного оборудования, лишенный недостатков первого метода. Иногда эти два метода называют соответственно методами пассивной и активной фильтрации частоты. Устройства тактовой синхронизации с активной фильтрацией получают все большее распространение в ЦСП в связи с их достоинствами и упрощением вопросов реализации на основе более совершенной элементной базы, обеспечиваемой развитием микроэлектроники.

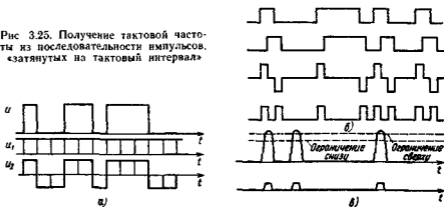
Сущность метода пассивной фильтрации тактовой частоты состоит в том, что из входного цифрового сигнала с помощью полосовых фильтров, резонансных контуров или избирательных усилителей выделяется тактовая частота. Часть УТС, обеспечиваю-

щая выполнение этих функций, называется выделителем тактовой частоты. Структурная схема этого устройства приведена на рис. 3.23, а, а структура всего УТС — на рис. 3.23, б.

Рассмотрим сущность резонансного метода. Известно, что энергетический спектр случайной последовательности импульсов со скважностью  $q > 1$  содержит как непрерывную  $G_n(f)$ , так и дискретную  $G_d(f)$  составляющую (рис. 3.24, а). Дискретная часть энергетического спектра представляет собой сумму гармоник, кратных тактовой частоте (частоте следования импульсов). Этот вывод можно сделать, не применяя сложных математических выкладок, если представить случайный двоичный сигнал  $u$  в виде суммы регулярной однополярной последовательности импульсов и случайной двухполярной последовательности импульсов.

Как известно, регулярная последовательность импульсов с тактовой частотой  $f_T$  имеет дискретный (линейчатый) спектр  $G_d(f)$ , в составе которого в качестве первой гармоники выступает составляющая с частотой, равной тактовой. Попутно отметим, что случайная двухполярная последовательность импульсов, как видно из рисунка, не может быть в свою очередь получена как сумма случайной и регулярной составляющих и, следовательно, спектр такой последовательности не содержит дискретных составляющих. Очевидно, что превращение двухполярной последовательности в однополярную (например, применением выпрямительных устройств) позволяет восстановить дискретную часть спектра. Следует обратить внимание на то, что если линейный сигнал представляет собой случайную последовательность импульсов с частотой  $f_T$  и  $q = 1$ , то энергетический спектр такого сигнала вообще не содержит дискретной части спектра. Сказанное можно проследить по рис. 3.25, а, на котором показано, что, если  $q \rightarrow 1$ , то регулярная последовательность импульсов «сливается» в постоянную составляющую

Рис. 3.25. Получение тактовой частоты из последовательности импульсов «затянутых на тактовый интервал»



Для получения тактовой частоты в этом случае приходится применять более сложный метод нелинейного преобразования, чем выпрямление. В таких случаях можно применить метод выделения фронтов, позволяющий увеличить скважность двончной последовательности импульсов и тем самым ввести в спектр преобразованного сигнала дискретную составляющую. На рис. 3.25, б приведен пример реализации принципа выделения фронтов сигнала со скважностью  $q=1$ . С этой целью кроме входной импульсной последовательности формируется последовательность импульсов, полученная из входной сдвигом на половину тактового интервала.

Вычитание из первой последовательности второй приводит к формированию случайной двухполярной последовательности со скважностью  $q=2$  и тактовой частотой, равной, как видно из рисунка, тактовой частоте входной последовательности. Выпрямление двухполярной последовательности формирует однополярный сигнал с тактовой частотой, равной тактовой частоте входной случайной последовательности импульсов, и скважность  $q=2>1$ , содержащей в спектре дискретную составляющую с частотой, равной тактовой. Аналогичных результатов можно достигнуть, используя для выделения фронтов дифференцирующие цепочки.

В практических случаях на вход ВЧ двончный сигнал приходит искаженным, с «заваленными фронтами», а в некоторых случаях устройствами линейного тракта специально формируют сигнал в виде колоколообразных импульсов. Формирование импульсной последовательности со скважностью  $q>1$  в этом случае возможно путем одностороннего или двухстороннего ограничения, что и показано на рис. 3.25, в.

В оконечной приемной аппаратуре при резонансном методе тактовой синхронизации, как правило, в качестве ЗГ используется ВЧ, благодаря чему обеспечивается жесткое фазирование управляющих импульсных последовательностей приемной части относительно управляющих импульсных последовательностей передающей части системы. Выделенный гармонический сигнал тактовой частоты обычно преобразуется в основную управляющую импульсную последовательность с частотой следования, равной  $f_T$ , из которой в ГО формируют другие управляющие сигналы. Для формирования тактовых импульсов используются специальные устройства формирования синхрои импульсов ФСИ (см. рис. 3.23).

Устройства активной фильтрации тактовой частоты могут быть подразделены на две группы:

с непосредственным воздействием на местный ЗГ тактовой частоты;

с воздействием на промежуточный преобразователь ПП тактовой последовательности.

Структурные схемы УТС с активной фильтрацией представлены на рис. 3.26.



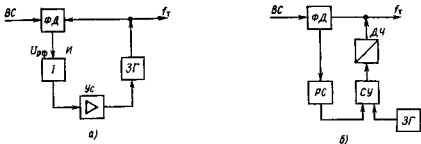


Рис. 3.26. Структурная схема устройства активной фильтрации тактовой частоты

В схеме с непосредственным воздействием на ЗГ (рис. 3.26, а) подстройка тактовой частоты под частоту принимаемых импульсов осуществляется по управляющему напряжению  $U_{pф}$ , снимаемому с фазового дискриминатора ФД, значение и знак которого зависят от значений и знака разности фаз входных сигналов ФД. Так как напряжение  $U_{pф}$  на выходе ФД имеет дискретный характер, непрерывное регулирование частоты ЗГ можно осуществить, пропуская напряжение  $U_{pф}$  через интегратор (сглаживающую цепочку).

Во втором случае (рис. 3.26, б) изменение тактовой частоты осуществляется изменением числа импульсов, поступающих на вход делителя частоты ДЧ через схему управления СУ. Управление осуществляется от сигнала с выхода ФД, пропущенного через цифровой интегратор на основе реверсивного счетчика РС.

**Элементы устройств тактовой синхронизации.** Рассмотрим принципы реализации узлов УТС с пассивной фильтрацией. На рис. 3.27 представлена реализация схемы выделителя тактовой частоты. Биполярный линейный сигнал выпрямляется схемой двухполупериодного выпрямителя на диодах  $VD_1$  и  $VD_2$  с одновременным ограничением по минимуму, достигаемым за счет обратного смещения диодов смещающим напряжением  $E_{см}$ . Порог ограничения определяется напряжением  $E_{см}$  и сопротивлением  $R_2$ .

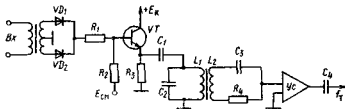


Рис. 3.27. Принципиальная схема реализации узлов ВТЧ

Эмиттерный повторитель на транзисторе  $VT_1$  имеет высокое входное сопротивление, что исключает шунтирующее влияние источника сигнала, вызывающее снижение добротности контура  $L_1, C_2$ , выделяющего из последовательности входных импульсов первую гармонику тактовой частоты. Фильтрующее действие контура основано на принципе ударного возбуждения контура. Для получения максимальной амплитуды возбуждаемого в контуре колебания частота следования импульсов должна быть равна резонансной частоте контура, а длительность импульсов на входе контура — не превышать половину периода следования  $T/2$ .

Действительно, из теории электрических цепей известно, что в момент поступления импульса на вход контура начинается заряд конденсатора, продолжающийся четверть периода собственных колебаний контура, затем конденсатор разряжается в течение четверти периода через индуктивность, причем в конце интервала времени  $T/2$  ток через индуктивность достигает максимального значения. Если в этот момент импульс на входе контура заканчивается, т. е. с выводов контура снимается напряжение, в контуре возникает ЭДС, поддерживающая ток через индуктивность и вызывающая перезаряд конденсатора до максимального значения напряжения обратной полярности. Если же длительность импульса будет больше  $T/2$ , процесс перезаряда будет определяться свободными колебаниями в контуре, затухающими вследствие потерь, ч амплитуда отрицательного полупериода окажется меньшей, чем при длительности импульса  $T/2$ .

Очевидно, границы тактовых интервалов должны определяться моментами перехода напряжения тактовой частоты через нуль. В эти моменты времени формируются управляющие импульсы с частотой следования, равной тактовой. Положение тактовых точек (рис. 3.28, а) зависит от положения фронтов импульсов входного сигнала УТС, имеющего случайный характер. Амплитуда сигнала на выходе контура зависит от числа следующих подряд импульсов, убывая по экспоненциальному закону при появлении в сигнале длинной серии нулей (рис. 3.28, б). Сигнал на выходе контура не является в полной мере гармоническим, поэтому его называют квазигармоническим сигналом.

Устройство формирования синхросигнала УТС обладает некоторым порогом чувствительности  $\Delta U_{п} \neq 0$ , определяемым ФСИ. наличие которого приводит также к смещению тактовых точек от идеального местоположения на величину  $\Delta T$ , находящуюся в зависимости от амплитуды выходного сигнала контура. Влияние амплитуды выделенного контуром сигнала представлено на рис. 3.28, в. Уменьшить фазовые смещения (флуктуацию) тактовых точек, вызванную уменьшением амплитуды сигнала на выходе контура при длинных сериях нулей, можно использованием высокодобротного контура. В то же время увеличение добротности  $Q$  контура приводит к увеличению избирательности, что жесто-

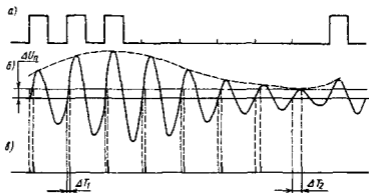


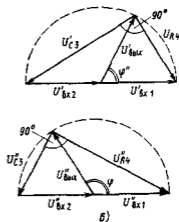
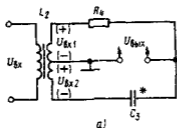
Рис. 3.28. Влияние длинных серий нулей на амплитуду тактовой частоты и фазовые флуктуации синхронимпульсов

чает требования к стабильности положений фронтов импульсов, поступающих на контур, так как изменение положения фронтов приводит к изменению тактовой частоты сигнала.

Уменьшение нестабильности тактовой частоты, вызванной рассмотренными выше двумя причинами, требует выполнения двух противоречивых требований к добротности  $Q$  контура. Если ограничить специальными мерами число следующих подряд нулей в сигнале на входе УТС величиной  $n_0 \leq 10$ , добротность контура может не превышать  $Q \approx 100$ .

Дополнительная подстройка фазы тактового напряжения в практических случаях может быть осуществлена схемой фазовращателя, выполненного на элементах  $L_2$ ,  $C_3$ ,  $R_4$ . Изменение фа-

Рис. 3.29. Принципиальная схема (а) и векторные диаграммы (б) фазовращателя



зы тактовой частоты обычно осуществляется подбором емкости конденсатора  $C_3$ .

Работа фазовращателя поясняется векторными диаграммами, приведенными на рис. 3.29, б. Напряжение  $U_{R_4}$  на резисторе  $R_4$  равно векторной сумме напряжений  $U_{вх1}$  и  $U_{ввх}$ , а напряжение  $U_{C_3}$  на конденсаторе  $C_3$  будет равно векторной сумме напряжений  $U_{вх2}$  и  $U_{ввх}$ . Как видно из рисунка, направление векторов  $U_{вх1}$  и  $U_{вх2}$  одинаковое, т. е. эти напряжения находятся в фазе. Векторная сумма  $U_{C_3}$  и  $U_{R_4}$  должна быть равна вектору входного напряжения, т. е. сумме векторов  $U_{вх1}$  и  $U_{вх2}$ . Следует учесть, что между векторами  $U_{C_3}$  и  $U_{R_4}$  всегда будет прямой угол, так как фаза напряжения на конденсаторе отличается от фазы напряжения на активном сопротивлении на  $90^\circ$ .

Векторные диаграммы приведены для двух значений емкости конденсатора  $C_3$ . Изменение емкости изменяет величину и направление векторов  $U_{C_3}$  и  $U_{R_4}$ , но угол между ними всегда будет прямым, при этом векторная сумма этих векторов не изменяется. Вектор  $U_{ввх}$ , равный векторной разности  $U_{вх1}$  и  $U_{R_4}$  или  $U_{вх2}$  и  $U_{C_3}$  при изменении емкости конденсатора  $C_3$  будет медианой системы прямоугольных треугольников с разными по величине катетами и неизменной гипотенузой. Как известно, величина медианы в этом случае не изменяется. Следовательно, изменение емкости конденсатора  $C_3$  приводит к изменению фазы вектора  $U_{ввх}$  без изменения модуля вектора.

Приведенные пояснения показывают, что на выходе фазовращателя изменяется фаза квазигармонического колебания тактовой частоты и не изменяется его амплитуда. Реализация процессов, проиллюстрированных векторными диаграммами, возможна при достаточно большом входном сопротивлении усилителя тактовой частоты УТЧ.

В высокоскоростных ЦСП длительность символов кодовых комбинаций весьма незначительна, при этом требуется высокая стабильность временных положений управляющих сигналов и, как следствие этого, высокая стабильность тактовой частоты. В таких случаях в системе ВТЧ используют высокочастотные фильтры. На частотах порядка сотен мегагерц высокую добротность обеспечивают монолитные кварцевые фильтры МКФ. Место включения МКФ в схему ВТЧ можно проследить по рис. 3.27, где он будет включен вместо элементов резонансного контура  $C_2$ ,  $L_1$ ,  $L_2$ .

Монолитные кварцевые фильтры имеют весьма высокую добротность и хорошую временную стабильность параметров, что обеспечивает стабильность тактовой частоты. Формирователь синхронимпульсов чаще всего реализуют по структурной схеме, приведенной на рис. 3.30, а.

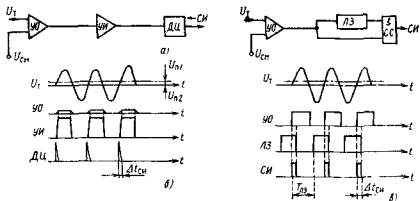
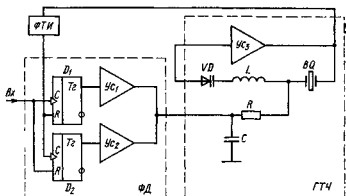


Рис. 3.30. Формирование синхроимпульсов тактовой синхронизации из тока тактовой частоты

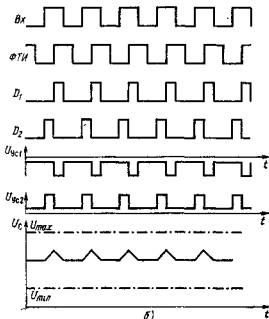
С выхода ВТЧ напряжение тактовой частоты поступает на усилитель-ограничитель с двухсторонним ограничением УО (либо триггер Шмитта). Обычно нижнее пороговое напряжение  $U_{п2}$  выбирается близким к нулю, а верхнее  $U_{п1}$  также стремятся минимизировать. Это позволяет получить достаточно большую крутизну фронта импульса на выходе УО и уменьшить влияние колебаний амплитуды  $U_T$  на временные позиции синхроимпульсов. Сформированные УО импульсы усиливаются мощным апериодическим или ключевым усилителем УИ и поступают на схему выделения фронта, реализованную в виде дифференцирующей цепи ДЦ. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, приведены на рис. 3.30, б.

В схеме, приведенной на рис. 3.30, в, выделение фронта импульса осуществляется за счет использования линии задержки ЛЗ, обеспечивающей формирование последовательности СИ<sub>2</sub>, сдвинутой по времени относительно СИ<sub>1</sub> на интервал времени  $t_{дз}$ . На схеме совпадения СС формируются синхроимпульсы СИ длительностью  $\Delta t_{СИ}$  и периодом следования, равным периоду тактовой частоты.

Рассмотрим принципы построения узлов УТС с активной фильтрацией тактовой частоты и непосредственным воздействием на генератор тактовой частоты ГТЧ. На рис. 3.31, а представлена функциональная схема УТС такого типа. Последовательность входных импульсов поступает на ФД, состоящий из двух триггеров  $D_1$  и  $D_2$  соединенных с ними усилителей  $Ус_1$  и  $Ус_2$ . На второй вход ФД поступают импульсы с выхода формирователя тактовых импульсов ФТИ. При совпадении частот следования этих импульсов интервал времени между их фронтами равен четверти периода. Фронтом импульсов ФТИ устанавливается триггер  $D_2$  и сбра-



а)



б)

Рис. 3.31. Функциональная схема (а) и временные диаграммы (б) устройства активной фильтрации тактовой частоты

сывается триггер  $D_1$ , фронтом входных импульсов состояние триггеров меняется на противоположное. При этом на выходах триггеров формируются импульсы длительностью  $T/4$ , следующие до и после фронта ФТИ.

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  $U_{с2}$  заряжает конденсатор  $C$ , выполняющий роль интегратора, а выходное напряжение  $U_{с1}$  разряжает его.

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 частоты кварцевого ГТЧ.

Несовпадение частот следования входных импульсов и импульсов 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 поясняет рис. 3.31, б.

### 3.7. ЦИКЛОВАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ

**Принципы организации цикловой синхронизации.** Синхронизация приемной и передающей станции по циклам обеспечивает правильное декодирование кодовых групп и распределение группового АИМ сигнала по соответствующим приемникам каналов. Для обеспечения этой синхронизации в начале каждого цикла в состав группового цифрового сигнала вводится специальный синхросигнал, который представляет собой отдельный импульс или группу импульсов определенной комбинации.

К системам цикловой синхронизации предъявляются следующие основные требования:

время вхождения в синхронизм при первоначальном включении аппаратуры в работу и время восстановления синхронизма при его нарушении должно быть минимально возможным;

число разрядов синхросигнала в цикле передачи при заданном времени восстановления синхронизма должно быть минимальным;

приемник синхросигнала должен быть помехоустойчивым, что обеспечивает большее среднее время между сбоями синхронизма.

При реализации этих требований приходится решать противоречивые задачи. Ввод синхросигнала в групповой сигнал дополнительно к кодовым группам информации требует увеличения скорости передачи группового сигнала, а это увеличивает полосу частот, передаваемых по линии. Если скорость передачи оставить прежней, то синхросигнал надо вводить взамен части информационных символов, а это уменьшает пропускную способность системы передачи. Аналогичные противоречия встречаются и при выборе числа разрядов в синхросигнале. Уменьшение разрядов в синхросигнале повышает пропускную способность ЦСП, но увеличивает время восстановления синхронизма, так как возрастает вероятность появления аналогичных комбинаций в информацион-

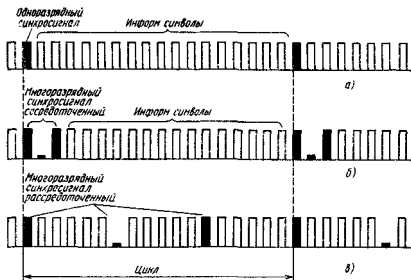


Рис. 3.32. Способы передачи циклового синхросигнала

ных символах. Увеличение разрядов в синхросигнале улучшает работу цикловой синхронизации, но уменьшает пропускную способность ЦСП.

Отметим основные отличительные признаки синхросигнала и способы ввода его в групповой сигнал. Основными отличительными особенностями синхросигнала являются его периодичность, или повторяемость, на одних и тех же позициях в каждом цикле и постоянство кодовой комбинации. Эти свойства используются при выделении синхросигнала на приемной станции. Групповой цифровой сигнал каналов в силу случайного характера абонентских сигналов свойствами периодичности не обладает. По числу разрядов различают одноразрядные и многоразрядные синхросигналы. Многоразрядные синхросигналы различаются по распределению разрядов в цикле передачи: сосредоточенные, рассредоточенные. На рис. 3.32 показаны циклы, содержащие одноразрядный (рис. 3.32, а) и многоразрядные (с комбинацией 101) сосредоточенный (рис. 3.32, б) и рассредоточенный (рис. 3.32, в) синхросигналы. Наибольшее распространение в ЦСП получил способ передачи многоразрядного сосредоточенного синхросигнала. Кодовая комбинация синхросигнала должна выбираться такой, чтобы вероятность ее появления при передаче информационных символов была наименьшей. Построению систем цикловой синхронизации с использованием передачи сосредоточенного синхросигнала и будет уделено основное внимание.



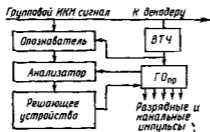


Рис. 3.33. Схема приемника синхросигнала

реализуется и рассматривается при разборе конкретных систем передачи. На приемной станции находится приемник синхросигнала, обеспечивающий установку синхронизма после включения аппаратуры в работу, контроль за состоянием синхронизма в рабочем режиме, обнаружение сбоя синхронизма и его восстановление. Рассматривая принцип построения приемника синхросигнала, схема которого показана на рис. 3.33, можно выделить следующие основные узлы: опознаватель, анализатор, решающее устройство.

Опознаватель синхросигнала предназначен для выделения из группового ИКМ сигнала кодовых комбинаций, совпадающих по структуре с синхросигналом. Анализатор определяет соответствие момента времени прихода истинной синхрогруппы и контрольного сигнала с генераторного оборудования. Решающее устройство определяет состояние синхронизма, момент выхода из синхронизма, управляет работой соответствующих узлов ГО в режиме поиска синхронизма.

Алгоритм поиска синхросигнала при нарушении синхронизма показан на рис. 3.34. Опознаватель, сдвигая каждый раз момент

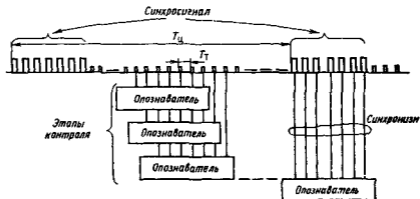


Рис. 3.34. График алгоритма поиска синхросигнала

Система цикловой синхронизации представляет собой совокупность устройств, обеспечивающих синхронную работу соответствующих узлов (разрядных и канальных распределителей) ГО приемной и передающей станций. На передающей станции находится устройство формирования и ввода синхрогруппы в групповой цифровой сигнал. Это устройство достаточно просто

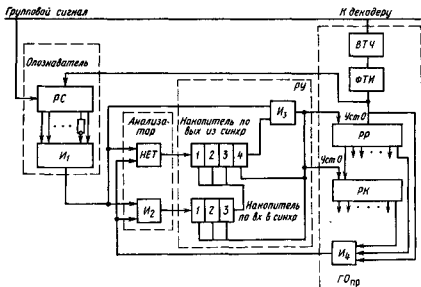


Рис. 3.35. Схема приемника синхросигнала

регистрации на один такт, будет пробовать поступающие комбинации группового сигнала на их соответствие синхрогруппе. Таким образом, если за период цикла будет отсутствовать комбинация, похожая на синхрогруппу, а это маловероятно, синхросигнал будет найден в течение одного цикла или быстрее. Для подтверждения правильности выделения синхросигнала следующая проверка наличия синхросигнала будет ровно через цикл. Приемник синхронизации с таким принципом работы называется приемником со скользящим поиском и одноразрядным сдвигом. Развернутая структурная схема такого приемника синхросигнала показана на рис. 3.35. На схеме штриховой линией выделены опознаватель, анализатор, решающее устройство, генераторное оборудование приема.

Опознаватель синхросигнала может быть построен как регистр сдвига и дешифратор — многоходовая схема совпадения  $I_1$ . Анализатор содержит элементы НЕТ и  $I_2$ . Появление импульса на выходе  $I_2$  означает совпадение по времени синхросигнала и контрольного импульса от ГОпр. Появление импульса на выходе схемы НЕТ означает отсутствие синхросигнала в момент появления контрольного импульса от ГОпр.

Решающее устройство содержит накопитель по выходу из синхронизма, накопитель по входу в синхронизм, схему  $I_3$ . Накопители по входу и выходу из синхронизма выполнены по схеме счетчика со сбросом. Накопитель по выходу из синхронизма необ-

ходим для исключения ложного нарушения синхронизма, когда в линейном тракте произошло изменение структуры синхросигнала. Обычно накопитель по выходу из синхросигнала содержит четыре—шесть разрядов (на рис. 3.35 накопитель содержит четыре разряда). Это обеспечивает помехозащищенность приемника синхросигнала от искажений синхрогруппы в линейном тракте или по другим 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 сигнала, совпадающие с синхросигналом. Обычно накопитель по входу в синхронизм содержит два-три разряда (на рис. 3.35 накопитель содержит три разряда).

Управление работой ГО производится схемой И<sub>3</sub>, которая в режиме поиска синхронизации при поступлении синхросигнала установит в начальное положение разрядный и каналный распределители ГО, определяя тем самым начало их работы.

На выходе схемы И<sub>4</sub> формируется контрольный импульс синхронизма от ГО<sub>пр</sub>. Появление этого импульса по времени должно произойти в определенный каналный интервал, определенный разрядный интервал этого каналного интервала, в соответствии с тактовой частотой. Для этого используется схема И с тремя входами.

Рассмотрим работу схемы приемника синхросигнала. В режиме синхронизма накопитель по входу в синхронизм заполнен, а накопитель по выходу из синхронизма пустой. Синхросигнал и контрольный сигнал от ГО<sub>пр</sub>, одновременно поступающие на схему И<sub>2</sub>, держат накопитель по входу в синхронизм заполненным. Случайные кодовые комбинации группового сигнала, аналогичные по структуре с синхрогруппой, не совпадают по времени с контрольным сигналом от ГО<sub>пр</sub> и не будут влиять на работу приемника синхросигнала в режиме синхронизма.

При отсутствии синхросигнала из-за воздействия помех или других причин контрольный сигнал от ГО<sub>пр</sub> пройдет через схему НЕТ на вход накопителя по выходу из синхронизма. Если эти нарушения кратковременные (один—три цикла подряд для данной схемы), то следующий синхросигнал, совпадающий с сигналом от ГО<sub>пр</sub>, запишет 1 в накопитель по входу в синхронизм. Так как накопитель по входу в синхронизм заполнен, это приведет к установке в нулевое состояние первых трех разрядов накопителя по выходу из синхронизма. Таким образом, кратковременные искажения синхросигнала не нарушат работу ГО.

При длительном нарушении синхронизма (синхросигнал отсутствует четыре цикла подряд) накопитель по выходу из синхронизма будет заполнен, при этом на его выходе появится 1, что позволит начать поиск синхронизма. Теперь первый же импульс от опознавателя при появлении синхросигнала пройдет через схе-

му  $I_3$  и установит 0 в последнем разряде накопителя по выходе из синхронизма, во всех разрядах накопителя по входу в синхронизм, а также установит в начальное положение разрядный и каналный распределители  $ГО_{пр}$ . Следующее опознавание синхросигнала будет произведено ровно через цикл. Если синхросигнал выделен верно, то через цикл произойдет совпадение очередного синхросигнала и контрольного сигнала от  $ГО_{пр}$ . В данном случае в накопитель по входу в синхронизм поступает 1. Когда это произойдет 3 раза подряд, накопитель по входу в синхронизм заполнится и установит 0 в первых трех разрядах накопителя по выходе из синхронизма (в четвертом разряде 0 уже установлен сигналом со схемы  $I_3$ ). Трехкратное совпадение синхросигнала и контрольного сигнала от  $ГО_{пр}$  подтверждает установление синхронного режима работы.

Возможно, но маловероятно, что в режиме поиска будет выделена опознавателем случайная кодовая комбинация, совпадающая с синхросигналом. В этом случае сигнал от опознавателя пройдет схему  $I_3$  и также установит в начальное положение разрядный и каналный делители. Следующее опознавание синхросигнала произойдет через цикл. Так как кодовые комбинации группового сигнала носят случайный характер, то через цикл синхросигнал выделен не будет. В накопитель по выходу из синхронизма поступает 1, а он уже заполнен, и опять начнется поиск синхросигнала. Процесс будет повторяться, пока не будет выделен настоящий синхросигнал.

Разберем 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 появляются или пропадут один или несколько канальных интервалов, и искажение символов синхросигнала в результате воздействия помех. Главным источником этих сбоев является линейный тракт. На временных диаграммах рис. 3.36 показано возникновение сбоев синхронизации, вызванных различными причинами. На временной диаграмме 1 условно показан групповой сигнал, содержащий несколько циклов. Каждый цикл содержит 256 информационных символов. Синхросигнал имеет кодовую группу 1 1 1. На временных диаграммах 2 и 3 показаны импульсы от опознавателя и контрольные импульсы от  $ГО_{пр}$ .

Сбой синхронизма при искажении символа синхрогруппы показан на рис. 3.36, а. Из временных диаграмм 2 и 3 видно, что цикловая синхронизация не нарушена и подстройку  $ГО_{пр}$  производить не требуется. Сбой синхронизма при изменении длительности цикла показан на рис. 3.36, б. В данном случае восстановление синхронизма возможно только при подстройке  $ГО_{пр}$ .

Из приведенных выше примеров можно сделать вывод, что в первом случае защиту приемника синхронизации от сбоя обеспечивает накопитель по выходу из синхронизма, тогда как во втором

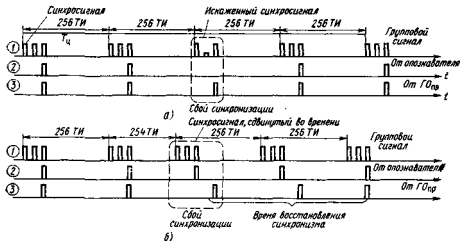


Рис. 3.36. Временные диаграммы возникновения сбоев синхронизации

случае желательно начинать поиск синхросигнала по первому его пропаданию. В этом случае накопитель по выходе из синхронизма будет увеличивать время восстановления синхронизма. Время восстановления синхронизма является одним из основных параметров ЦСП. Допустимое время восстановления синхронизма определяется свойствами передаваемой информации.

При использовании цифровых систем 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, что может привести к разъединению абонентов. Допустимое время пропадания

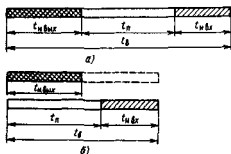


Рис. 3.37. Графики времени восстановления синхронизма

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. Графически время восстановления синхронизма  $t_{в}$  показано на рис. 3.37, а. Оно состоит из времени накопления по выходу из синхронизма  $t_{н.вых}$ ,

времени поиска синхросигнала  $t_n$ , времени накопления по входу в синхронизм  $t_{н.вх}$ .

Недостатки рассмотренного способа построения приемника циклового синхросигнала определяются тем, что значение емкости накопителей по выходу из синхронизма и по входу в синхронизм фиксированы, а поиск синхронизации начинается только после времени накопления по выходу из синхронизма. Уменьшение времени восстановления синхронизма за счет сокращения времени накопления ведет к резкому уменьшению помехоустойчивости систем цикловой синхронизации. Это можно компенсировать увеличением разрядов в синхросигнале, но увеличение разрядов в синхросигнале ограничивается возможностями построения цикла передачи.

Можно уменьшить время восстановления синхронизации без ухудшения параметров системы передачи, если накопление по выходу из синхронизма и поиск синхросигнала осуществлять параллельно. В этом случае по первому же сигналу нарушения синхронизма начинается поиск синхросигнала, в то время как генераторное оборудование продолжает сохранять предыдущее состояние до тех пор, пока не будет зафиксировано новое состояние синхронизма. Временной график работы такого приемника синхросигнала показан на рис. 3.37, б, функциональная схема — на рис. 3.38.

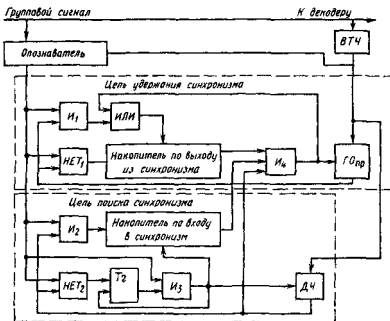


Рис. 3.38. Функциональная схема приемника синхросигнала с параллельной работой цепей удержания и поиска синхронизма

В данной схеме можно выделить две цепи: цепь удержания синхронизма и цепь поиска синхронизма. Каждая цепь имеет свои анализатор и решающее устройство. Работа  $\Gamma O_{\text{пр}}$  и формирование контрольного сигнала совпадения происходит так же, как в рассмотренной схеме, и здесь не показаны. Контрольный сигнал совпадения для цепи удержания синхронизма поступает от основного  $\Gamma O_{\text{пр}}$ , которое управляется схемой И<sub>4</sub>. Контрольный сигнал совпадения для цепи поиска синхросигнала поступает от делителя частоты ДЧ, работающего аналогично  $\Gamma O_{\text{пр}}$ , но независимо от него. Управление работой ДЧ осуществляется схемой И<sub>3</sub>. Такое построение позволяет производить поиск синхросигнала, не нарушая работы основного  $\Gamma O_{\text{пр}}$ .

При сбое синхронизации через элемент НЕТ<sub>1</sub> в накопитель по выходу из синхронизма будет записана 1. В цепи поиска синхронизма сбой зафиксирует схема НЕТ<sub>2</sub>, которая изменит состояние триггера и подготовит всю схему к поиску синхросигнала (схема И<sub>3</sub> будет открыта). Теперь любой импульс от опознавателя, свидетельствующий о появлении синхрогруппы, пройдет через схему И<sub>3</sub>, установит ДЧ в начало отсчета, ноль во всех разрядах накопителя по входу в синхронизм и вернет триггер в исходное положение. Новый контрольный импульс будет выработан ДЧ через время  $T_{\text{н}}$ . Если сбой вызван искажением структуры синхросигнала, то следующий синхросигнал придет вовремя и импульс от опознавателя пройдет схему И<sub>2</sub>, 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 структуры синхрогруппы, то появление следующего синхросигнала совпадет с контрольным импульсом от  $\Gamma O_{\text{пр}}$ . На выходе И<sub>1</sub> появится импульс, который, пройдя через схему ИЛИ, установит 0 во всех разрядах накопителя по выходу из синхронизма. Изменений в работе  $\Gamma O_{\text{пр}}$  не произойдет.

Если после начала поиска синхросигнала в цикле будет содержаться ложная синхрогруппа, то она также вызовет установку ДЧ в начало отсчета. Через время  $T_{\text{н}}$  делитель частоты выработает контрольный сигнал совпадения, а сигнал от опознавателя будет отсутствовать. Тогда этот 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  $\Gamma O_{\text{пр}}$  будут поступать в накопитель по выходу из синхронизма, который заволнует и выдаст разрешающий сигнал на вход схемы И<sub>4</sub>. Установка в начало отсчета соответствующих распределителей  $\Gamma O_{\text{пр}}$  произойдет в том случае, если в цепи удержания синхронизма накопитель по выходу 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  $ГО_{пр}$  остается без изменений до появления сигнала с выхода  $И_4$ , что равносильно увеличению емкости накопителя по выходу из синхронизма.

Способ с последовательным процессом накопления используется в первичных цифровых системах ИКМ-30, ИКМ-15. Способ с параллельным процессом накопления и поиска синхросигнала используется в ИКМ-120, ИКМ-480, где к системам цикловой синхронизации предъявляются более жесткие требования.

Время поиска синхросигнала может быть уменьшено, если использовать накопители по входу и выходу из синхронизма переменной емкости. Емкость накопителей будет зависеть от вероятности искажения символов в линейном тракте. При низкой вероятности искажений символов уменьшается емкость накопителя по выходу из синхронизма, при высокой вероятности искажений символов уменьшается емкость накопителя по входу в синхронизм.

Сверхцикловая синхронизация обеспечивает правильное распределение сигналов СУВ по соответствующим каналам. Работа сверхцикловой синхронизации, как и работа цикловой синхронизации, основана на передаче в групповом сигнале сверхцикловой синхрогруппы. Для этого используется один из циклов передачи. Работа приемника сверхциклового синхросигнала практически ничем не отличается от работы приемника циклового синхросигнала, только установка сверхцикловой синхронизации начинается после установки цикловой. Если произошло нарушение только сверхцикловой синхронизации, то ее поиск начинается после пропавания двух сверхцикловых синхрогрупп подряд.

**Узлы приемника цикловой синхронизации.** Опознаватель синхросигнала, как уже отмечалось выше, построен как регистр сдвига и дешифратор — многоходовая схема И. Регистр сдвига должен иметь количество ячеек, равное числу разрядов кодовой

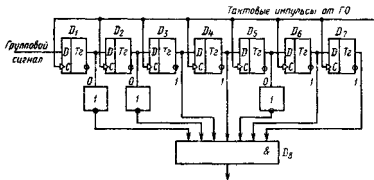


Рис 3.39. Принципиальная схема опознавателя на семизарядную синхрогруппу



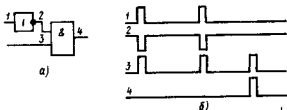


Рис. 3.40. Схема отрицания равнозначности (а) и временные диаграммы ее работы (б)

комбинации синхросигнала, и может быть выполнен на триггерах. Так как сигнал содержит определенную комбинацию 1 и 0, то на выходах соответствующих разрядов регистра, где синхрокомбинация имеет 0, включается инвертор. Построение такого опознавателя на 7-разрядную кодовую группу 0011011 показано на рис. 3.39.

Групповой сигнал поступает на информационный вход D. Перезапись из одной ячейки в другую будет происходить по фронту тактовых импульсов от ВТЧ, поступающих на вход С. Таким образом, на выходе дешифратора D<sub>8</sub> будет появляться 1 при появлении в цифровом потоке синхросигнала или совпадающей с ним по структуре случайной комбинации.

Схема НЕТ, или схема отрицания равнозначности, может быть представлена как схема И с инвертором на одном из входов. Такая схема с временными диаграммами в различных точках показана на рис. 3.40. На входы инвертора поступают импульсы от опознавателя, на вход И (точка 3) поступают контрольные импульсы совпадения от ГО. Как видно из графика 4, на выходе схемы И появится импульс при отсутствии сигнала от опознавателя.

Накопитель по входу или выходу из синхронизма может быть построен как регистр сдвига с числом ячеек, равным величине накопителя. Такой накопитель по выходу из синхронизма на четыре единицы показан на рис. 3.41. На вход D триггера D<sub>1</sub> посто-

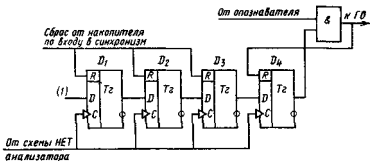


Рис. 3.41. Принципиальная схема накопителя по выходу из синхронизма

янно подается 1 (приложено постоянное напряжение). Разряды 1...3 накопителя обнуляются импульсом от накопителя по входу в синхронизм, 4-й разряд обнуляется импульсом из схемы И. В начале работы на выходах всех разрядов 0. Первый импульс от схемы НЕТ анализатора запишет 1 на выход 1-го разряда, второй — на выход 2-го разряда и т. д. Когда накопитель заполнится, схема И разрешит установку в нулевое состояние ГО. Это произойдет по сигналу от опознавателя, когда будет зафиксирована синхрокombинация. Данный же импульс обнулит 4-й разряд накопителя, что обеспечит запрет прохождения на ГО следующих импульсов от опознавателя.

### 3.8. ПРИНЦИПЫ ОРГАНИЗАЦИИ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ СУВ

Цифровые системы передачи на местных сетях используются для организации соединительных линий (СЛ) между сельскими или городскими АТС, между АТС и АМТС. По СЛ передаются не только речевые сигналы в спектре 0,3...3,4 кГц, но и сигналы управления и взаимодействия: занятие, набор номера, отбой вызываемого абонента, блокировка приборов АТС и другие. В системах с ИКМ для каждого телефонного канала организуются специальные сигнальные каналы для передачи СУВ, число которых зависит от типа АТС и может быть от одного до трех. Для согласования сигнальных каналов ЦСП с приборами АТС, а также для передачи СУВ между ними используются согласующие устройства СУ.

Сельские СЛ универсальные, т. е. могут быть как входящими, так и исходящими. Соединительные линии между городскими АТС могут быть только входящими или только исходящими. В этом случае применяются входящие или исходящие согласующие устройства. При работе с АМТС применяются входящие между-городные согласующие устройства.

Сигналы управления и взаимодействия передаются импульсами постоянного тока определенного уровня. Так как для их пере-

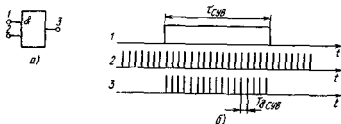


Рис. 3.42. Принцип дискретизации СУВ:

а — схема И; б — временные диаграммы на входах и выходе схемы И

даны используется только одно дискретное значение, СУВ не подвергается квантованию по уровню и кодированию, а, минуя АИМ тракт, через устройство объединения вводится в ИКМ сигнал непосредственно на импульсные позиции цикла, предназначенные для их передачи. Принцип дискретизации СУВ показан на рис. 3.42. Дискретизация СУВ по времени осуществляется импульсными последовательностями, поступающими от ГО. Дискретный метод передачи вызывает искажения длительности СУВ, при этом она может быть уменьшена на величину до  $2T_{дСУВ}$  (где  $T_{дСУВ}$  — период дискретизации, поскольку существует разница во времени между началом и концом СУВ и первым и последним импульсами в передаваемой пачке, соответствующей этому сигналу. Для уменьшения влияния этих искажений на приеме длительность всех принятых импульсов увеличивается на  $T_{дСУВ}$ .

Период дискретизации СУВ обычно находится в пределах 0,5...2,0 мс и намного превышает период дискретизации сигналов телефонных каналов (125 мкс). Это позволяет на одной импульсной позиции цикла организовать передачу поочередно нескольких дискретных сигналов с меньшей скоростью, т. е. в первом цикле передать СУВ первого сигнального канала СК<sub>1</sub>, в следующем цикле — СУВ СК<sub>2</sub> и т. д. Обычно для передачи СУВ и другой

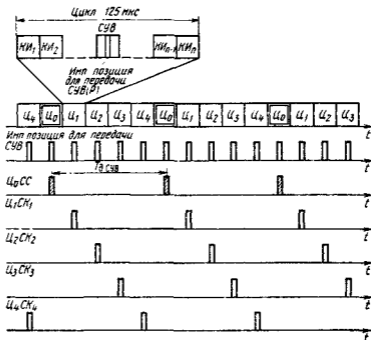


Рис. 3.43. Расположение сигналов СУВ в цикле

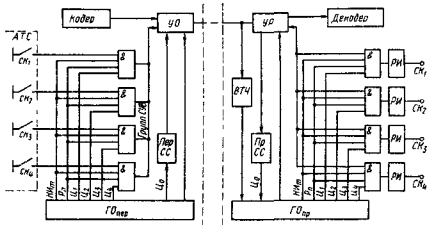


Рис. 3.44. Функциональная схема передающих и приемных устройств каналов СУВ

служебной информации в цикле отводится целый каналный интервал, где СУВ занимают определенные разрядные позиции. Расположение СУВ в цикле показано на рис. 3.43.

Для правильного распределения импульсов СУВ по сигнальным каналам на приеме циклы объединяются в сверхциклы, один из циклов  $\text{Ц}_0$  отводится для передачи сигнала сверхцикловой синхронизации, а на приеме используется приемник сверхцикловой синхронизации. Принцип работы приемника сверхцикловой синхронизации аналогичен работе приемника цикловой синхронизации. Таким образом, за один сверхцикл производится опробывание всех сигнальных каналов по 1 разу.

В некоторых случаях в одном каналном интервале размещают СУВ нескольких СК, что позволяет сократить число циклов в сверхцикле. Общее число циклов в сверхцикле определяется общим числом СК и числом СК, организуемых в одном цикле. Один цикл предназначается для передачи сигнала сверхцикловой синхронизации. Временная диаграмма работы четырех СК приведена на рис. 3.43. На ней показан сверхцикл, состоящий из пяти циклов. В четырех из них в соответствующие каналные интервалы передаются СУВ, а в одном цикле передается сигнал сверхцикловой синхронизации.

Функциональная схема построения передающих и приемных устройств четырех каналов передачи СУВ показана на рис. 3.44. Четыре схемы И выполняют операцию дискретизации СУВ, разрешая прохождение сигнала каждого из каналов только в соответствующий цикл сверхцикла, соответствующий каналный интервал цикла и соответствующий разряд каналного интервала, которые на схеме условно обозначены  $\text{КИ}_m$  и  $\text{Р}_n$ . В нулевой цикл

в групповой сигнал подается сверхцикловая синхрокомбинация. Устройство объединения УО объединяет групповой цифровой сигнал всех каналов, СУВ, сверхцикловый синхросигнал. Управляет работой передающих устройств ГО<sub>пер</sub>. Синфазная работа ГО<sub>пр</sub> и ГО<sub>пер</sub>, а следовательно, и правильное распределение сигналов по СК обеспечивается приемником сверхцикловой синхронизации. На приеме выполняется обратная операция — импульсы СУВ распределяются по своим каналам согласно соответствующим импульсам от ГО<sub>пр</sub>. На выходе СК включен расширитель импульсов, который восстанавливает длительность импульсов, уменьшая влияния искажений операции дискретизации.

В некоторых системах АТС для передачи СУВ используется многочастотная сигнализация, тогда СУВ передается комбинацией тональных частот. Эти сигналы, лежащие в спектре 0,3...3,4 кГц, поступают на вход канала ТЧ, где и передаются аналогично телефонному сигналу.

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие узлы входят в состав аппаратуры оконечной станции системы передачи ИКМ?
2. Как строится временной цикл и сверхцикла ЦСП?
3. Какие требования предъявляются к амплитудно-импульсным модуляторам и временным селекторам?
4. Как строятся электронные ключи?
5. Объясните необходимость преобразования сигнала АИМ-1 в АИМ-2 и увеличения длительности импульса.
6. Как строится структурная схема преобразования сигнала АИМ-1 в АИМ-2?
7. Как строится линейный кодер счетного типа?
8. Как строятся линейные кодеры и декодеры взвешивающего типа для однополярных и двухполярных сигналов?
9. Поясните принцип построения сегментной характеристики кодирования типа А-87,6/13.
10. Поясните этапы кодирования нелинейного кодера.
11. Как строятся нелинейные кодеры и декодеры?
12. Как строится генераторное оборудование и какие импульсы формируются на его выходах?
13. Как строятся отдельные узлы генераторного оборудования?
14. Для чего необходима тактовая синхронизация передающей и приемной станций?
15. Назовите требования, предъявляемые к тактовой синхронизации.
16. Как могут строиться схемы устройств тактовой синхронизации?
17. В чем заключается цикловая синхронизация передающей и приемной станций?
18. Какие узлы входят в состав приемника синхросигнала?
19. Поясните работу развернутой схемы приемника синхросигнала.

20. Поясните построение приемника синхросигнала при параллельной работе цепей удержания и поиска синхронизма.

21. Как строятся отдельные узлы приемника синхросигнала?

22. Поясните принцип передачи СУВ в цифровых системах передачи.

23. Как строятся передающие и приемные устройства передачи СУВ?

## Глава 4      ЛИНЕЙНЫЙ ТРАКТ ЦСП

---

### 4.1. ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕДАЧИ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ ПО ЛИНЕЙНЫМ ТРАКТАМ. ЛИНЕЙНЫЕ КОДЫ ЦСП

**Цифровой линейный тракт (ЦЛТ).** Рассмотренное в предыдущих главах аналого-цифровое оборудование обеспечивает формирование цифрового двоичного сигнала, состоящего из импульсов и пробелов (единиц и нулей). Этот сигнал должен быть передан по ЦЛТ на противоположную оконечную станцию системы передачи, при этом должна быть обеспечена необходимая достоверность передачи.

Цифровой линейный тракт как тракт системы передачи должен содержать среду распространения цифрового сигнала и устройства, обеспечивающие требуемое качество передачи. В отличие от аналогового сигнала, используемого в системах с ЧРК и имеющего сложную форму, полное восстановление которой в промежуточных пунктах невозможно, цифровой сигнал в большинстве случаев достаточно прост по форме: импульс определенной амплитуды и длительности, и в промежуточных пунктах возможно его полное восстановление (регенерация). Поэтому промежуточные пункты цифрового линейного тракта носят название регенерационных. Структурная схема ЦЛТ приведена на рис. 4.1.

Оборудование окончания линейного тракта (ОЛТ) предназначено для формирования линейного цифрового сигнала на передаче и его регенерации на приеме. Регенерационные пункты РП обеспечивают регенерацию цифрового сигнала на промежуточных участках линейного тракта.

Особенности построения ЦЛТ различных систем передачи связаны с физическими свойствами сред распространения цифрового сигнала (СРЦС), определяющими степень искажения формы сигнала, помехозащищенность и, как следствие этого, верность передачи цифровой информации. Учитывая это, рассмотрим свойства основных СРЦС, их влияние на сигнал и предъявляемые к средам и сигналам требования, обеспечивающие получение необходимой верности передачи.

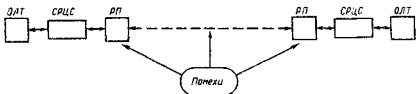


Рис. 4.1 Цифровой линейный тракт

Одной из наиболее широко используемых сред для передачи цифровых сигналов является электрический кабель (как симметричный, так и коаксиальный). Рассмотрим влияние характеристик кабеля на передачу цифровых сигналов.

Затухание кабельной цепи с увеличением частоты растет, что неизбежно приводит к ограничению полосы частот цифрового сигнала сверху. Такое же воздействие оказывают на сигнал различные элементы входных схем регенератора (трансформаторы, усилители).

На рис. 4.2, а показана последовательность двоичных импульсов на входе и выходе цепи при ограничении сверху полосы пропускания.

При поступлении импульса на вход участка кабельной цепи возникающие в этой цепи переходные процессы приводят к завалу фронта импульса и затягиванию спада при одновременном снижении амплитуды импульса. Причем, чем длиннее участок цепи, тем меньше величина импульсного отклика на его выходе и тем резче выражены явления завала фронта и затягивания спада. При значительном ограничении полосы частот цифрового сигнала переходные процессы, возникающие в цепи кабеля при прохождении через нее каждого импульса, не успевают закончиться к моменту прихода следующего импульса или пробела. Это приводит к наложению импульсов, особенно сильно ощущаемому для соседних символов цифрового сигнала. Явление наложения символов

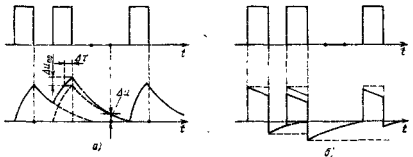


Рис. 4.2. Влияние ограничения полосы частот на форму двоичного цифрового сигнала в линейном тракте

лов цифрового сигнала за счет расширения их длительности получило название межсимвольной интерференции.

Межсимвольная интерференция приводит как к изменениям амплитуды, так и временным сдвигам символов. Вследствие межсимвольной интерференции на соседнем тактовом интервале импульс или пробел получает случайное приращение  $\Delta u_{пр}$ . Если при отсутствии интерференции допустимая амплитуда помехи  $U_n$ , то при наложении символов ее значение уменьшается на  $\Delta u_{пр}$ . Сдвиг фронта импульса  $\Delta t$  также приводит к искажению формы символа.

В линейных трактах, организованных на цепях симметричных кабелей, присутствуют согласующие трансформаторы и усилители, ограничивающие полосу частот цифрового сигнала снизу за счет подавления постоянной и низкочастотных составляющих спектра. Влияние ограничения полосы частот цифрового сигнала снизу показано на рис. 4.2, б.

Ослабление низкочастотных составляющих приводит к появлению выбросов, полярность которых противоположна полярности символа цифрового сигнала, причем спад выброса затягивается на последующие тактовые интервалы, вызывая межсимвольную интерференцию, снижающую амплитуду импульсов. Снижение амплитуды импульсов при возможной амплитуде помехи  $U_n$  снижает возможность регистрации импульсов на фоне помех. Следовательно, ограничение полосы частот вызывает искажение цифрового сигнала, что всегда снижает помехоустойчивость. Цифровой сигнал в электрическом кабеле подвергается воздействию помех. Рассмотрим характерные помехи и их влияние на цифровые сигналы.

Основным видом помех в ЦЛТ, построенных на симметричном кабеле, являются переходные помехи с других трактов этого кабеля. Влияние помехи на сигнал зависит от способа организации передачи. При однокабельной передаче преобладают переходные помехи на ближнем конце регенерационного участка, при двухкабельной — переходные помехи на дальнем конце. Переходная помеха на ближнем конце не зависит от длины регенерационного участка и в большинстве случаев превышает переходную помеху на дальнем конце. Величина переходной помехи на ближнем конце определяется уровнем сигнала на передаче, переходным затуханием между парами кабеля на ближнем конце  $A_0$  и спектрами влияющего и подверженного влиянию сигналов.

Увеличение скорости передачи цифрового сигнала приводит к уменьшению длительности импульсов и расширению полосы частот. Это, в свою очередь, снижает переходное затухание и соответственно увеличивает помехи. В этом случае уменьшается защищенность на ближнем конце  $A_{30}$ . С целью сохранения величины защищенности  $A_{30}$  в допустимых пределах приходится либо



соответственно уменьшать длину регенерационных участков, либо использовать двухкабельную систему организации передачи.

Кроме переходных помех для симметричных кабелей характерны помехи от отраженных сигналов. Отражения сигналов возникают в тех точках кабельной пары, где происходит скачкообразное изменение волнового сопротивления цепи — это прежде всего стыки строительных длин и участки включения газонепроницаемых муфт. Отражения приводят к возникновению паразитных цифровых потоков, опережающих основной сигнал или отстающих от него.

При одновременном использовании пар симметричного кабеля для организации цифровой передачи и коммутируемой низкочастотной связи на регенерационных участках, прилегающих к коммутационной станции, возникают импульсные помехи. Помехи создаются коммутационными приборами. Мощность этих помех на прилегающих к станции регенерационных участках значительно превышает мощность остальных помех, из-за чего приходится укорачивать пристанционные участки.

Характерной особенностью коаксиальных кабелей, используемых для организации высокоскоростных цифровых трактов, является рост переходного затухания при увеличении частоты. Переходное затухание типовых коаксиальных кабелей уже на частоте 1 МГц не менее 120 дБ, что позволяет не учитывать переходные помехи при рассмотрении процессов передачи по ним сигналов.

Основным видом помех в коаксиальных цифровых трактах являются тепловые помехи, вызванные хаотическим тепловым движением носителей тока в кабельных цепях и входных каскадах регенераторов. Защищенность от тепловых шумов всецело определяется скоростью передачи цифрового сигнала и длиной регенерационного участка (эти параметры определяют затухание участка). Менее значительны помехи от отражений, которые в коаксиальных цепях возникают не только в точках стыка строительных длин, но и в точках технологической неоднородности структуры цепи.

В целом уровень помех в коаксиальных цепях намного ниже, чем в симметричных. При организации высокоскоростных цифровых трактов по симметричным кабелям необходимая защищенность не может быть обеспечена, поэтому при скоростях передачи свыше 8 Мбит/с цифровые линейные тракты строятся на базе коаксиальных кабелей.

**Линейные коды ЦСП.** Как уже отмечалось, по ЦЛТ должны передаваться сигналы, обеспечивающие минимальные уровни помех внутри сигнала и переходных помех между соседними трактами. Уровень и мешающее действие указанных помех зависят в общем случае как от ширины и формы энергетического спектра сигнала, так и от ширины и формы амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) тракта.

Следовательно, вопрос выбора цифрового сигнала, обеспечивающего необходимую помехозащищенность, сводится к подбору сигнала, спектр которого удовлетворяет определенным требованиям. Первое требование: энергетический спектр сигнала должен ограничиваться снизу и сверху, быть достаточно узким, располагаться на сравнительно низких частотах и не содержать постоянной составляющей.

Ограниченный спектр сигнала позволяет уменьшить искажения при прохождении сигнала через тракт, так как в спектре сигнала будут подавляться составляющие, имеющие небольшую мощность (известно, что чем больше мощность составляющей, тем сильнее искажение при ее подавлении). Сдвиг спектра в область более низких частот снижает уровень переходной помехи. Уменьшение ширины спектра сигнала позволяет сделать более узкой полосу пропускания входных цепей регенератора, уменьшив тем самым ширину полосы и мощность помех, проникающих в решающее устройство.

Было установлено, что качество тактовой синхронизации регенератора в большой степени зависит от состава энергетического спектра цифрового сигнала. Известно, что системы тактовой синхронизации требуют наличия в спектре дискретной составляющей с частотой  $f_T$ . Если тактовая частота в спектре цифрового сигнала отсутствует, то организация тактовой синхронизации сильно затруднена. Поэтому второе требование к спектру цифрового сиг-

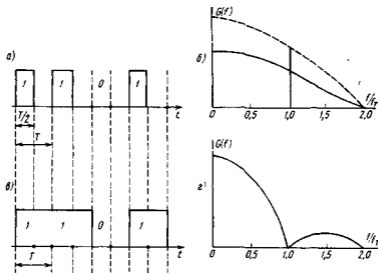


Рис. 4.3. Двоичные цифровые сигналы и их энергетические спектры: а — двоичный сигнал со скважностью  $q=2$ ; б — энергетический спектр сигнала с  $q=2$ ; в — двоичный цифровой сигнал с импульсами, «затянутыми» на тактовый интервал ( $q=1$ ); г — спектр сигнала с  $q=1$

нала: в составе спектра должна быть составляющая с частотой  $f_T$ .

Как известно из теории передачи сигналов, наличие информационной избыточности в кодовых комбинациях позволяет выявлять в них ошибки. Следовательно, применив линейный код, содержащий избыточность, можно решать вопросы контроля качества передачи в линейном тракте без перерыва связи. Отсюда третье требование к цифровому линейному сигналу: он должен быть представлен в коде, содержащем информационную избыточность.

Рассмотрим, насколько известные двоичные коды удовлетворяют представленным выше трем требованиям.

Сигнал на выходе АЦП в безыбыточном двоичном коде может быть представлен в виде случайной последовательности однополярных импульсов (рис. 4.3, а) со скважностью  $q = T/t_n > 1$  (как правило,  $q = 2$ ). Такой сигнал называют двоичным, или бинарным. Энергетический спектр двоичного сигнала содержит сплошные и линейчатые составляющие (рис. 4.3, б). Анализ спектральной диаграммы этого сигнала показывает, что амплитуды постоянной составляющей и НЧ составляющих спектра выше, чем у ВЧ составляющих. Ширина первого лепестка спектра велика —  $2f_T$ .

Проходя через тракт с большим числом линейных трансформаторов, подавляющие самые мощные составляющие спектра, сигнал сильно искажается и его регенерация становится затруднительной. Следовательно, такой сигнал не удовлетворяет первому требованию, предъявляемому к цифровому линейному сигналу. Не удовлетворяет он и третьему требованию. Наличие  $f_T$  в спектре сигнала не может служить основанием для его применения, так как не выполняется первое требование, являющееся самым важным.

В линейных трактах сельских цифровых систем передачи ИКМ-12М и ИКМ-15 используются двоичные сигналы со скважностью импульсов  $q = 1$ , так называемые сигналы с импульсами, «затянутыми на тактовый интервал» (рис. 4.3, в). Энергетический спектр такого сигнала (рис. 4.3, г) не содержит дискретных составляющих, его непрерывная составляющая концентрируется в области низких частот, имеется мощная постоянная составляющая. Этот сигнал не удовлетворяет основным требованиям, предъявляемым к форме и составу спектра линейного цифрового сигнала. В то же время меньшая ширина спектра, чем у сигнала с  $q = 2$ , в сочетании со специальным методом регенерации (см. § 7.3) позволяют добиться помехоустойчивости регенераторов, сравнимой с помехоустойчивостью при использовании квазитроичных сигналов, которые будут рассмотрены ниже. При этом регенератор двоичного сигнала с импульсами, «затянутыми на тактовый интервал», будет проще и экономичнее регенератора квазитроичного сигнала.

Постоянная составляющая в энергетическом спектре однополярной случайной импульсной последовательности определяется энер-

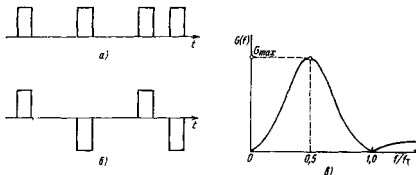


Рис. 4.4. Квазитрочный цифровой код с чередованием полярности импульсов ЧПИ и его энергетический спектр

гией импульсов, поступивших на вход приемного устройства за определенный отрезок времени. Если вместо однополярной последовательности импульсов использовать последовательность импульсов чередующейся полярности, то за определенный промежуток времени суммарная энергия положительных и отрицательных импульсов на накопителе приемного устройства будет равна нулю. Эта идея была использована при формировании основного вида линейного цифрового сигнала, получившего название сигнала с чередованием полярности импульсов ЧПИ.

На рис. 4.4, а представлена двоичная кодовая комбинация, а на рис. 4.4 б полученная из нее комбинация в коде ЧПИ. Видно, что символы, используемые в комбинации кода ЧПИ, могут иметь три уровня:  $-1$ ;  $0$ ;  $+1$ . В то же время количество информации в кодовой комбинации ЧПИ такое же, как и в двоичном коде, так как она получена из двоичной комбинации. Количество информации в кодовой комбинации, состоящей из элементов трех уровней, больше, чем в двоичной. Избыточность информации при использовании кода ЧПИ позволяет контролировать наличие ошибок в линейном тракте.

Энергетический спектр случайной импульсной последовательности (рис. 4.4, в) концентрируется в узкой области вблизи частоты  $0,5f_T$ , называемой полутактовой. В спектре сигнала отсутствует составляющая с частотой  $f_T$ , что затрудняет построение систем тактовой синхронизации. Тем не менее отсутствие постоянной составляющей и концентрация спектра в области частот ниже  $f_T$  позволяют при одинаковых значениях тактовой частоты получить для сигнала с ЧПИ меньшие, чем для двоичного, величины межсимвольных искажений и переходной помехи. Это и определило широкое использование сигнала с ЧПИ в низкоскоростных и среднескоростных ЦСП.

Таблица 4.1

Двоичный код	Код МЧПИ	Условие выбора	Двоичный код	Код МЧПИ	Условие выбора
0000	000V	Если за предыдущим символом V появилось нечетное число символов B	0000	000V	Если за предыдущим символом V появилось четное число символов B

Сигнал с ЧПИ обладает одним существенным недостатком — при отсутствии передачи по части каналов в сигнале появляются длинные серии пробелов (нулей). В данном случае возможен сбой системы тактовой синхронизации. Чтобы этого не происходило, следует ограничить в коде ЧПИ число подряд следующих нулей. Эта задача была решена созданием кодов с высокой плотностью единиц (КВП). Наибольшее распространение получил код КВП-3, в комбинациях которого допускается не более трех нулей между двумя соседними единицами. Этот код еще называют модифицированным квазитривичным кодом МЧПИ.

Код МЧПИ может быть получен из двоичного по определенному алгоритму, предусматривающему чередование полярности импульсов В двоичного кода, разделенных не более чем тремя нулями. Если число нулей между двумя импульсами В двоичного кода

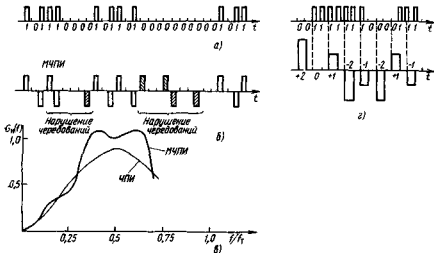


Рис. 4.5. Модифицированный квазитривичный цифровой код с повышенной плотностью единиц МЧПИ (КВП-3) и пятиричный балансный цифровой код БК-45: а — двоичный цифровой поток на входе преобразователя кода МЧПИ (КВП-3); б — цифровой поток на выходе преобразователя кода МЧПИ (КВП-3); в — энергетический спектр кода МЧПИ (КВП-3) в сравнении со спектром кода ЧПИ; г — пятиричный цифровой код БК-45

четыре и более, то каждые четыре нуля заменяются комбинацией, выбранной по закону, указанному в табл. 4.1. Временные диаграммы и энергетический спектр кода МЧПИ приведены на рис. 4.5, *a—в*.

Из таблицы видно, что в коде МЧПИ каждые четыре нуля заменяются комбинацией 000V, где через V обозначен символ, полярность которого повторяет полярность предыдущего символа V, либо комбинацией 000V, где V — символ, формируемый по алгоритму чередования полярности, а V — символ, повторяющий полярность символа V. Двойная подстановка дает возможность сбалансировать число +1 и -1 в коде МЧПИ и тем самым исключить появление постоянной составляющей линейного сигнала.

Код МЧПИ позволяет упростить требования к устройствам тактовой синхронизации, в то же время он в значительной степени усложняет преобразователи кодов на приеме и передаче. К тому же транскодер приема должен отмечать нарушение чередования полярности единиц, одновременно определяя число нулей, предшествующих возникновению нарушений (необходимость в этом диктуется задачей отыскания подстановок типа 000V или 000V), и только затем принимать решения по преобразованию символов кода МЧПИ в символы двоичного кода; при этом процесс преобразования кода должен происходить с некоторой задержкой.

Код МЧПИ, как и код ЧПИ, позволяет обнаружить ошибки. В коде ЧПИ ошибка обнаруживается при выявлении нарушения чередования полярности импульсов, а в МЧПИ — вставок. Помеха, приводящая к трансформации символа кодовой последовательности, вызывает нарушение чередования полярности импульсов ЧПИ либо вставок МЧПИ. Следует отметить, что энергетический спектр кода незначительно отличается от спектра кода ЧПИ.

В высокоскоростных ЦСП тактовая частота достаточно велика, соответственно увеличивается затухание регенерационного участка, поэтому для обеспечения требуемой помехозащищенности необходимо укорачивать регенерационный участок. Но при этом цифровые системы передачи в экономическом отношении уступают аналоговым. Например, система ИКМ-1920 при использовании в качестве линейного кода МЧПИ имеет длину регенерационного участка  $l_{p,y} = 3$  км, тогда как аналоговая система К-3600 с числом каналов почти в 2 раза большим, имеет такой же по длине усилительный участок. Увеличение пропускной способности линейного тракта (а следовательно, и числа каналов) без увеличения тактовой частоты возможно при использовании кодов с числом уровней символов больше трех.

С увеличением числа уровней символов кода помехозащищенность снижается. Было установлено, что достаточно большая помехоустойчивость регенератора ЦЛТ может быть получена при числе уровней в коде, равном пяти, при этом длина регенерацион-

ного участка остается такой же, как и при использовании кода МЧПИ.

На рис. 4.5, *г* показана реализация двоичного кода и полученная из нее реализация пятиричного балансного кода БК-45, разработанного советскими учеными. Символы двоичного кода 0; 1 преобразуются по определенному закону в символы пятиричного +2; +1; 0; -1; -2. При длине регенерационного участка 3 км использование кода БК-45 позволило реализовать систему ИКМ-1920×2 с числом каналов в 2 раза большим, чем в ИКМ-1920, с регенерационным участком такой же длины.

В некоторых случаях достаточно большая помехозащищенность может быть реализована при изменении статистической структуры двоичного цифрового сигнала с помощью операции, называемой скремблированием. Скремблирование — это преобразование информационного двоичного сигнала в сигнал, близкий к случайному, имеющий биномиальное распределение вероятностей появления комбинаций символов при равновероятном появлении символов 1 и 0. В отличие от информационного сигнала, в котором вероятность появления определенной группы символов произвольна в скремблированном сигнале, эта вероятность определяется законом скремблирования. Поэтому в скремблированном сигнале появление любых комбинаций, в том числе длинных серий нулей, предсказуемо и поддается расчету.

При подборе соответствующего алгоритма скремблера, позволяющего получить определенную вероятность формирования определенной группы символов (например, длинной серии нулей или комбинаций, похожих на цикловой синхросигнал), имеется возможность улучшить статистические свойства сигнала таким образом, чтобы в целом повысить помехозащищенность ЦСП. Скремблирование сигнала широко используется в среднескоростных и высокоскоростных ЦСП, улучшая и упрощая работу устройств тактовой синхронизации.

**Устройства формирования кодов цифровой линии передачи — преобразователи кодов.** Как уже отмечалось, в некоторых ЦСП в качестве линейного кода используется двоичный код с импульсами, «затянутыми на тактовый интервал». Формируется такой сигнал из двоичного цифрового сигнала с защитными интервалами между импульсами. Скважность преобразуемого цифрового сигнала, как правило,  $q=2$ .

Преобразование можно осуществить с помощью счетного триггера. Реализация преобразователей кода ПК передачи и временные диаграммы работы устройства представлены на рис. 4.6, *а*. Триггер Тг, управляемый по входу С, изменяет свое состояние по фронту каждого информационного импульса, благодаря чему длительность импульса затягивается на весь тактовый интервал Т. Преобразователь кода приема для такого сигнала представлен на рис. 4.6, *б*. Входной сигнал  $U_{вх}$  поступает на вычитающее устрой-

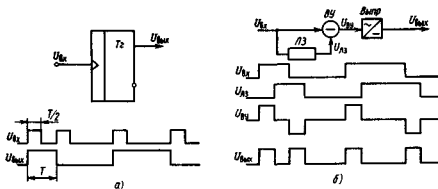


Рис. 4.6. Преобразователи кода приема и передачи цифровых двоичных сигналов с импульсами, «затянутыми на тактовый интервал»:

а — функциональная схема и диаграммы работы ПК передачи; б — функциональная схема и диаграммы работы ПК приема

ство ВУ и на линию задержки ЛЗ, задерживающую входной сигнал на полтакта  $T/2$ . Сигнал на выходе ВУ, равный разности  $U_{вх} - U_{лз}$ , будет двухполярным. Выпрямленный сигнал  $U_{вых}$  в точности соответствует сигналу на передаче.

Преобразователь двоичного кода в ЧПИ (рис. 4.7, а) в простейшем случае должен содержать схему, формирующую отдельные каналы передачи для четных и нечетных импульсов. Такая схема также реализуется на основе счетного триггера. Двоичный цифровой сигнал поступает на счетный вход триггера  $D_1$ . Триггер изменяет свое состояние по фронту каждого импульса на входе С. Причем 1 появляется на основном выходе триггера при поступлении импульсов с нечетными номерами, а на инверсном выходе — с четными.

Разрешающие сигналы  $D_1$  попеременно включают схемы совпадения  $D_2$  и  $D_3$ , при этом нечетные импульсы поступают на вход усилителя  $A_1$ , четные — на вход  $A_2$ . Средняя точка трансформатора  $Tr_1$  обуславливает противоположность токов на выходах усилителей  $A_1$  и  $A_2$ , чем и обеспечивается инверсия полярности четных импульсов относительно полярности нечетных импульсов.

На приеме для преобразования кода ЧПИ в двоичный используются выпрямитель и устройство восстановления формы импульсов (рис. 4.7, б).

## 4.2. РЕГЕНЕРАТОРЫ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

**Регенерация формы цифрового сигнала.** Проходя через среду распространения, цифровой сигнал ослабляется и подвергается искажению и воздействию помех, что приводит к изменению формы и длительности импульсов, изменению случайным образом времен-



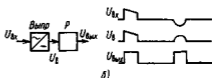
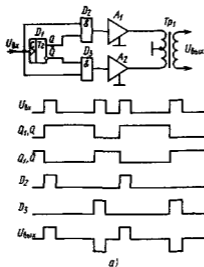


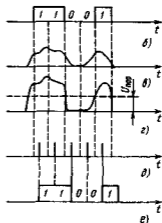
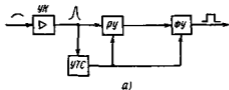
Рис. 4.7. Преобразователи кода передачи и приема цифрового квазизитронного кода ЧПИ.

*a* — функциональная схема и диаграмма работы ПК передачи; *б* — функциональная схема и диаграмма работы ПК приема

ных интервалов между импульсами, уменьшению амплитуды импульсов. Задача регенератора — восстановить амплитуду, форму, длительность каждого импульса цифрового сигнала, а также величину временных интервалов между соседними символами.

В кабельных ЦСП линейный сигнал чаще всего передается в виде комбинаций импульсов постоянного тока и пробелов, что упрощает реализацию регенераторов. В то же время регенераторы кабельных систем являются наиболее распространенным элементом современных цифровых сетей. Исходя из сказанного выше рассмотрим регенерацию цифрового сигнала, представляющего со-

Рис. 4.8. Принцип регенерации цифрового двоичного сигнала



бой комбинацию импульсов и пробелов (единиц и нулей). Структура регенератора представлена на рис. 4.8, а.

Искаженный цифровой сигнал из кабельной цепи поступает на усилитель-корректор УК, обеспечивающий частичную или полную коррекцию формы импульсов, и регистрируется решающим устройством РУ. Решающее устройство представляет собой пороговую схему, которая срабатывает, если уровень сигнала на его входе превышает пороговый уровень РУ, и не срабатывает, если уровень входного сигнала меньше уровня порога. Пороговое напряжение может подаваться извне или вырабатываться в схеме РУ. При поступлении импульса на выходе РУ появляется управляющий сигнал, а в случае 0 (пробела) состояние РУ не изменяется. Формирующее устройство ФУ обеспечивает формирование по сигналам РУ импульсов с принятыми для конкретной системы стандартными параметрами.

В приведенной выше схеме, характерной для современных регенераторов, регистрация входящего сигнала и принятие решения о его значении осуществляются по каждому символу в отдельности (возможно принятие решений по всей кодовой комбинации или по циклу, так называемый «прием в целом»), что значительно упрощает реализацию схемы регенератора. Однако при этом требуется введение устройства тактовой синхронизации УТС, которое должно обеспечить принятие решений на определенных временных интервалах. Эти интервалы выбираются в пределах участков тактового интервала, на которых принимаемый импульс имеет минимальные искажения, так как выбор момента регистрации в менее искаженной части импульса гарантирует верность принятия решения РУ.

Верность принимаемых РУ решений зависит, в первую очередь, от способа обнаружения двоичного сигнала и качества работы УТС. При безошибочной работе РУ каждому входному импульсу соответствует выходной, а каждому «пробелу» на входе — «пробел» на выходе. Однако из-за присутствия на входе РУ различных помех, несовершенства устройства тактовой синхронизации и других причин в процессе регенерации возможны ошибки, выражающиеся в преобразовании 1 на входе регенератора в 0 на выходе и наоборот входного 0 в выходную 1.

Рассмотрим временные диаграммы, поясняющие принцип регенерации цифрового сигнала (рис. 4.8).

Входной сигнал, пройдя регенерационный участок (рис. 4.8, б), искажается, форма его изменяется и на входе УК (рис. 4.8, в) она уже сильно отличается от исходной. Усилитель-корректор, устраняя амплитудно-частотные искажения цепи, корректирует форму импульсов, обеспечивая более крутые фронты, что облегчает процесс принятия решения в РУ. Форма сигнала на входе РУ представлена на рис. 4.8, г, здесь же штриховой линией, показан пороговый уровень РУ. На рис. 4.8, д показаны сигналы тактовой син-

хронизации. Из рисунка видно, что сигналы УТС размещаются в центрах тактовых интервалов, на которых входные сигналы имеют максимальное значение и наименее искаженную форму, обеспечивается максимальное превышение сигнала над помехой, а следовательно, и верность регистрации. Из рисунка также видно, что смещение синхросигнала может привести к ошибке регенерации. Не исключается ошибочное решение и при правильном расположении тактовых синхрипульсов. Такой случай возможен, если полярность помехи противоположна полярности импульса, а ее абсолютная величина больше порогового значения. Тогда уровень импульса, искаженного помехой, будет ниже порогового уровня, что при регенерации приведет к ошибке. Если при отсутствии импульса уровень помехи окажется выше порогового, это также приведет к ошибке.

**Построение регенераторов.** Регенераторы современных ЦСП классифицируются по методу регистрации импульсов, виду тактовой синхронизации, методам получения колебания тактовой частоты и использования синхросигнала в процессе регенерации импульсов.

По методам регистрации импульсов различают регенераторы с однократным и многократным стробированием импульса цифрового сигнала. Практическое применение благодаря достаточной простоте реализации узлов регистрации нашли регенераторы с однократным стробированием, в которых на протяжении одного символа цифрового сигнала берется один отсчет импульса. Помехоустойчивость устанавливается наличием 1 или 0 на входе регенератора.

По видам синхронизации различают регенераторы с внешней и внутренней синхронизациями.

При использовании внешней синхронизации цифровой сигнал в конечном оборудовании линейного тракта объединяют с синхросигналом, получаемым от специальных УТС. При внешней синхронизации возможна также передача сигналов тактовой синхронизации по отдельному тракту. Оба способа внешней синхронизации требуют значительного усложнения оборудования системы и неэкономичны. Передача синхросигнала по отдельному тракту связана с необходимостью выравнивания группового времени распространения для информационных и синхротрактов. Совместная передача цифрового и синхросигналов кроме усложнения оборудования передачи приводит к усложнению схем регенераторов из-за необходимости осуществления процессов выделения тактовой частоты, давления на входе регенератора составляющих цифрового сигнала, близких к тактовой частоте, объединения на выходе регенератора цифрового сигнала и сигнала тактовой синхронизации.

Исходя из этого на практике чаще всего используются регенераторы с внутренней синхронизацией, в которых тактовая синхронизирующая частота выделяется из цифрового сигнала. В зависи-

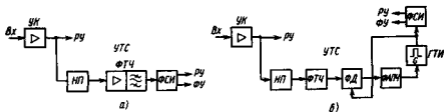


Рис. 4.9. Структурные схемы устройств тактовой синхронизации регенераторов

мости от способа получения тактовой частоты регенераторы с внутренней синхронизацией подразделяются на регенераторы с пассивной и активной фильтрацией тактовой частоты.

При активной фильтрации для формирования колебания тактовой частоты используются генераторы с фазовой автоподстройкой либо генераторы, синхронизируемые входящим цифровым сигналом. При пассивной фильтрации для выделения колебания тактовой частоты используются избирательные цепи типа резонансных контуров, многоконтурных схем, фильтров.

Типовая структура УТС регенератора с внутренней синхронизацией и пассивной фильтрацией тактовой частоты представлена на рис. 4.9, а.

Устройство нелинейного преобразования НП входного сигнала позволяет получить в спектре преобразованного сигнала составляющую с частотой, равной тактовой  $f_T$ , которая может быть выделена устройством фильтрации тактовой частоты ФТЧ и направлена в формирователь стробирующих импульсов ФСИ. Формирователь стробирующих импульсов формирует импульсы с частотой следования, равной выделенной  $f_T$ , определяющей промежутки времени стробирования для РУ и управляющей работой формирующего устройства ФУ.

При активной фильтрации структура УТС несколько видоизменяется (рис. 4.9, б). Ток тактовой частоты с выхода ФТЧ поступает на ФД, на второй вход которого подается тактовый сигнал от местного генератора тактовой частоты ГТЧ. Фазовый детектор вырабатывает управляющее напряжение  $U_y$ , пропорциональное разности фаз сигналов на входах ФД, которое поступает на вход цепи фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ. Изменение параметров цепи ФАПЧ приводит к изменению частоты сигнала ГТЧ, при этом меняется разность фаз сигналов на входах ФД и напряжение  $U_y$ . Процесс продолжается до тех пор, пока частоты сигналов ГТЧ и ФТЧ не выравниваются, при этом  $U_y = 0$ .

В регенераторах с внутренней синхронизацией синхросигнал может быть получен как из входной импульсной последовательности регенератора, так и из выходного сигнала регенератора. В первом



Рис. 4.10. Варианты построения регенераторов однополярных цифровых сигналов

случае регенератор носит название регенератора прямого действия (рис. 4.10, а), во втором — обратного действия (рис. 4.10, б).

В связи с тем, что устойчивость регенератора обратного действия ниже устойчивости регенератора прямого действия из-за наличия контура обратной связи, на практике чаще используют регенераторы прямого действия.

Известны три способа использования сигналов тактовой синхронизации в процессе регенерации импульсов цифрового сигнала: перемножение регенерируемого сигнала с сигналом синхронизации с помощью схем логического умножения;

сложение регенерируемого сигнала с сигналом синхронизации; перемножение сигналов с последующим сложением полученного результата с сигналом синхронизации или линейным сигналом.

Наибольшее распространение получили регенераторы с РУ, осуществляющими перемножение регенерируемого сигнала с сигналом тактовой синхронизации (рис. 4.11). В таких регенераторах РУ осуществляет стробирование сигнала на его входе в моменты времени, определяемые УТС, в этом случае схема регистрации позволяет полностью восстановить временные интервалы между символами цифрового сигнала, так как они полностью определены моментами появления стробирующих импульсов на выходах УТС. Длительность стробирующего импульса обычно во много раз меньше длительности регистрируемого символа цифрового сигнала.

В высокоскоростных ЦСП выработка стробирующих импульсов в регенераторах сильно затруднена, так как их длительность оказывается значительно меньше длительности очень коротких эле-

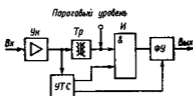


Рис. 4.11. Регенератор со стробированием сигнала

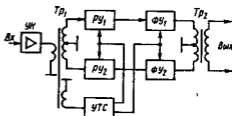
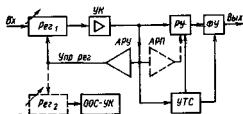


Рис. 4.12. Регенератор квазитрончных цифровых сигналов

Рис. 4.13. Система АРУ и АРП



ментарных символов цифрового сигнала. В данном случае применяют регистрацию с частичным восстановлением временных соотношений цифрового сигнала. При этом в РУ осуществляется сложение входящего цифрового сигнала с сигналом тактовой частоты, вырабатываемым УТС. В дальнейшем из напряжения суммарного сигнала вычитается пороговое напряжение, что позволяет определить значение регенируемого символа. В некоторых случаях возможно применение комбинации двух рассмотренных выше методов.

Рассмотренные выше структуры регенераторов предназначены для восстановления однополярных цифровых сигналов. Для восстановления формы двухполярных сигналов регенератором должно быть предусмотрено два канала регенерации — отдельно для положительных и отрицательных импульсов. Разделение импульсов в соответствии с полярностью наиболее просто реализуется с помощью дифференциальных трансформаторов.

Функциональная схема регенератора двухполярного квазитриичного сигнала представлена на рис. 4.12. В этой схеме усилитель-корректор УК обеспечивает усиление и коррекцию двухполярного цифрового сигнала. Трансформатор  $Tr_1$  имеет вторичную обмотку с заземленной средней точкой, благодаря чему положительные импульсы на входе регенератора создают положительный потенциал на входе  $РУ_1$ , а отрицательные — положительный потенциал на входе  $РУ_2$ . В моменты, определяемые стробирующими импульсами, поступающими от УТС, срабатывает то из двух РУ, на входе которого положительный потенциал превышает пороговое значение. Формирующие устройства  $ФУ_1$  и  $ФУ_2$  обеспечивают формирование импульсов с заданными параметрами. В первичной обмотке трансформатора  $Tr_2$  токи с выходов  $ФУ_1$  и  $ФУ_2$  имеют противоположные направления, что позволяет формировать двухполярный сигнал на выходе регенератора.

Температурные изменения затухания регенерационного участка, а также изменения затухания, вызванные отклонением длин регенерационных участков от номинального значения, приводят к изменению уровней сигналов на входе УК, а следовательно, и на входе РУ. Это может вызвать неверное опознавание значения символа. Исключить данное явление можно либо изменением поро-

вого уровня РУ в зависимости от уровня сигнала на выходе УК, либо стабилизирующей амплитуды скорректированного импульса на выходе УК за счет изменения его усиления при изменении затухания регенерационного участка. В первом случае применяют схему автоматической регулировки порогового уровня (АРП) решающего устройства, во втором — схему автоматической регулировки усиления (АРУ) в УК. В некоторых регенераторах используют обе схемы (рис. 4.13).

При использовании схемы АРУ регуляторы усиления могут быть размещены как на входе УК ( $Reg_1$ ), так и в цепи ООС—УК ( $Reg_2$ ). Чаще реализуется первый вариант, обеспечивающий большой диапазон регулировки. Поскольку уровень цифрового сигнала на входе регенератора всецело определяется затуханием регенерационного участка (в аналоговых системах уровень сигнала на входе НУП зависит от его уровня на выходе оконечного пункта передачи, тогда как в ЦСП этот уровень не меняется), из экономических соображений целесообразно использовать наиболее простую — электрическую систему АРУ по уровню входящего сигнала. Блок АРУ в регенераторах в зависимости от уровня сигнала на выходе УК вырабатывает сигнал управления регенератором Упр. рег. В блоке АРП определяется уровень входного сигнала и вырабатывается соответствующее пороговое напряжение для РУ.

Применение АРУ и АРП позволяет варьировать длины регенерационных участков в больших пределах, упрощая строительство линии передачи, настройку и эксплуатацию линейного тракта (в частности, отпадает необходимость в использовании искусственных линий).

**Параметры регенераторов.** Основным параметром регенератора является коэффициент ошибок  $K_{ош}$ , определяемый как отношение числа ошибочно регенерированных символов  $N_{ош}$  к общему числу символов  $N_0$ :

$$K_{ош} = N_{ош}/N_0. \quad (4.1)$$

В каждой конкретной системе передачи для номинальной длины регенерационного участка задается минимально допустимое значение  $K_{ош}$ .

В некоторых случаях в качестве основного параметра используется значение помехоустойчивости. Под помехоустойчивостью регенератора понимают то минимальное значение защищенности  $A_{з\ min}$  на входе регенератора, при которой обеспечивается заданный  $K_{ош}$ . Помехоустойчивость оценивается с учетом ухудшающих работу регенератора факторов — неточности коррекции, нестабильности тактовой частоты, наличия зоны неопределенного решения РУ.

Для оценки качества коррекции импульсов УК регенератора и возможности достоверной регистрации импульса цифрового сигнала используются так называемые глаз-диаграммы. Глаз-диа-

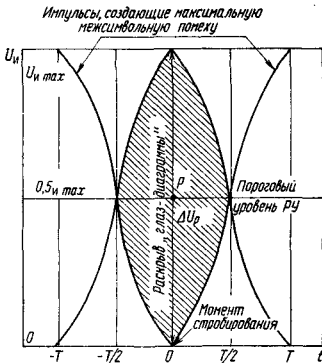


Рис. 4.14. Характеристика для оценки помехоустойчивости регенераторов (глаз-диаграмма)

г р а м м а — это график или картинка на экране осциллографа, состоящая из системы наложенных друг на друга всех возможных вариантов цифрового сигнала в интервале времени, равном двум тактовым интервалам.

На рис. 4.14 представлен вариант глаз-диаграммы. Точка  $P$  графически фиксирует опознавание импульса в центре тактового интервала на уровне, равном половине его амплитуды. Разность  $\Delta U_p$  между уровнями регистрируемого импульса и соседнего, создающего максимальную по величине межсимвольную помеху, называется *раскрытием глаз-диаграммы*. Чем больше раскрытие, тем больше допустимый уровень аддитивной помехи, при которой будет принято правильное решение. Следовательно, увеличение раскрытия снижает коэффициент ошибок регенератора, а его уменьшение приводит к росту  $K_{ом}$ . Отметим, что раскрытие уменьшается при смещении момента регистрации от центра импульса (точка  $P$  смещается влево или вправо).



### 4.3. НАКОПЛЕНИЕ ПОМЕХ В ЦИФРОВОМ ЛИНЕЙНОМ ТРАКТЕ

**Нормирование помех в ЦЛТ.** Неверная регенерация символов в регенераторе приводит к появлению ошибки в линейном цифровом сигнале, в результате чего искажается форма сигнала на выходе ФНЧ приемника канала цифровой системы. На выходе декодера ошибка искажает закон изменения амплитуд импульсов сигнала АИМ-2, что вызывает появление на выходе ФНЧ выбросов тока, воспринимаемых в виде щелчков в канале ТЧ. Экспериментальные исследования показали, что щелчки наиболее заметны при ошибочной регенерации одного из двух символов старших разрядов кодовой комбинации, так как в этом случае разница между уровнями АИМ сигналов на выходе декодера для верной и ошибочной кодовых комбинаций велика и вызывает на выходе ФНЧ достаточно большой по величине выброс тока. По существующим нормам удовлетворительное качество канала обеспечивается при наличии не более одного щелчка в минуту.

При частоте дискретизации  $f_d = 8$  кГц, что соответствует передаче по каждому каналу  $8 \cdot 10^3 \cdot 60 = 4,8 \cdot 10^5$  кодовых комбинаций/мин, допустим ошибочный прием одного из  $2 \cdot 4,8 \cdot 10^5$  символов/мин. При равной вероятности ошибочного приема любого разряда кодовой комбинации вероятность ошибочного приема разряда для всего линейного тракта должна удовлетворять условию

$$p_{\text{ош}} \leq 1/(9,6 \cdot 10^5) \approx 10^{-6}.$$

При передаче телевизионных сигналов по линейному тракту ЦСП ошибка при регенерации двух-трех старших разрядов кодовой комбинации приводит к искажениям принимаемого сигнала, воспринимаемых в виде мерцающих светлых и темных точек на экране.

Достаточное качество изображения обеспечивается при появлении точек не чаще 1 раза в секунду. При принятой в СССР скорости передачи сигнала изображения 103104 кбит/с и числе разрядов в кодовой комбинации  $m=8$  вероятность ошибки не должна превышать  $p_{\text{ош}} = (8/103104 \cdot 10^6) \approx 3,9 \cdot 10^{-8}$ .

Таким образом, для передачи телевизионных сигналов требуется более высокая верность в линейном тракте, чем для передачи телефонных сигналов. Поэтому в ЦЛТ, предназначенных для передачи сигналов телевидения, применяют способы защиты от ошибок, позволяющие уменьшить заметность возникающих искажений (например, скремблирование).

Ошибочная регенерация символов линейного сигнала при наличии в составе сигнала цифровых потоков, сформированных из стандартных частотных групп (ИКМ и ЧРК), приводит к искажению сигналов в каждом из входящих в группу каналов. На выходе ка-

налов ТЧ группы эти искажения воспринимаются в виде шума с практически равномерным энергетическим спектром.

При вероятности ошибки в линейном тракте  $p_{\text{ош}} = 10^{-6}$  мощность помех в канале ТЧ не превышает 300 пВт псоф. Следовательно, при обеспечении норм на вероятность ошибки в линейном тракте ЦСП с большим запасом выполняются нормы на мощность шумов в каналах ТЧ, входящих в состав стандартных частотных групп.

Кроме ошибок регенераторы вносят в цифровой линейный сигнал фазовые флуктуации, представляющие собой неверно восстановленные временные положения символов кодовых комбинаций. Неправильное восстановление временных соотношений в цифровом сигнале на выходе регенератора связано с непостоянством временного положения импульсов тактовой синхронизации, называемым фазовым дрожанием. Фазовые дрожания импульсов тактовой синхронизации вызывают фазовые дрожания символов цифрового сигнала.

Обычно фазовые дрожания разделяют на систематические и не-систематические. Систематическое дрожание вызывается случайной скважностью цифрового линейного сигнала, расстройкой фильтров выделителей тактовой частоты, межсимвольной интерференцией и т. д. Несистематическое дрожание вызывается воздействием помех на выделитель тактовой частоты. При систематическом фазовом дрожании во всех регенераторах линейного тракта возникают однотипные искажения временных соотношений в цифровом сигнале всех регенераторов. Например, увеличение числа пробелов между двумя импульсами линейного сигнала приводит к смещению временных положений тактовых импульсов в одну и ту же сторону во всех регенераторах. Фазовые дрожания импульсов тактовой синхронизации относительно номинального временного положения могут быть как высокочастотными, так и низкочастотными.

Фазовые дрожания вызывают двойное воздействие на качество цифровой передачи. Первый вид воздействия вызывает рост вероятности ошибки в одиночном регенераторе и в цифровом линейном тракте в целом. Связано это с тем, что в процессе регенерации за счет фазового дрожания импульсов тактовой синхронизации смещается момент принятия решения регенератором относительно центра сигнала (глаз-диаграммы), что может привести к неправильному решению.

Произведенные теоретические и экспериментальные исследования показали, что увеличение числа ошибок в основном связано с высокочастотным фазовым дрожанием линейного сигнала, частота которого сравнима с тактовой частотой цифровой системы.

Второй вид воздействия фазовых дрожаний на качество передачи связан с тем, что они вызывают фазовые дрожания управляющих сигналов генераторного оборудования приема, приводящие в конечном итоге к изменению временного положения АИМ сиг-

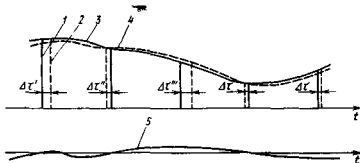


Рис. 4.15. Возникновение шумов от фазовых дрожаний:  
 1 — отсчеты сигнала на передаче; 2 — отсчеты сигнала на приеме; 3 — передаваемый сигнал; 4 — принятый сигнал; 5 — шум фазовых дрожаний цифрового сигнала

налов на выходе декодера относительно номинального. Это приводит к тому, что огибающая АИМ сигнала при наличии фазовых дрожаний будет по форме отлична от сигнала на передаче (рис. 4.15). Отклонения возникают, так как отсчеты АИМ сигнала (на рисунке они показаны штриховой линией) сдвинуты относительно истинных положений: первый отсчет на  $\Delta\tau'$ , второй на  $\Delta\tau''$  и т. д. В результате восстановленный сигнал (на рисунке показан штриховой линией) будет отличаться от истинного. Иными словами, фазовые дрожания приводят к появлению на выходе канала шумов, аналогичных шумам квантования. Они зависят в основном от низкочастотных дрожаний с частотами, близкими к  $f_d = 8$  кГц.

Доказано, что защищенность от помехи, вызванной фазовым дрожанием цифрового сигнала в канале ТЧ, порядка 33 дБ обеспечивается при  $\tau_{ф.д} = 1,4$  мкс. В низкоскоростных и среднескоростных ЦСП, которые в настоящее время используются на сетях связи, фазовые дрожания значительно меньше 1,4 мкс, поэтому вызванные ими шумы практически не влияют на качество передачи.

Еще более жесткие требования к фазовым дрожаниям сигнала предъявляются при передаче стандартных групп систем с ЧРК по цифровым трактам. При этом существенную роль имеет ширина спектра помехи  $\Delta f_{ф.д}$ , вызванной фазовым дрожанием. Если  $\Delta f_{ф.д}$  меньше защитного интервала 0,9 кГц между каналами стандартной группы системы с ЧРК, то действие помехи проявляется в возрастании мощности шумов в канале. Если  $\Delta f_{ф.д} > 0,9$  кГц, то между каналами группы возникают взаимные влияния.

Для третьей частотной группы на 300 каналов при  $\Delta f_{ф.д} \leq 0,9$  кГц и защищенности  $A_s = 30$  дБ среднеквадратическое значение фазового дрожания  $\sqrt{\tau_{ф.д}^2}$  не должно превышать 4 нс. При  $\Delta f_{ф.д} \geq 8$  кГц и допустимой мощности переходной помехи между каналами группы 250 пВт значение  $\sqrt{\tau_{ф.д}^2}$  не должно превышать 0,3...0,4 нс.

Указанные величины фазовых дрожаний составляют доли тактового интервала даже для высокоскоростных ЦСП, поэтому, чтобы выполнить требования по обеспечению защищенности от вызываемых фазовым дрожанием помех, применяют подавители фазовых дрожаний.

При передаче телевизионных сигналов черно-белого изображения фазовые дрожания вызывают размытость отдельных элементов и искажения полутонов картинки на экране. Фазовые дрожания при передаче сигналов цветного телевидения приводят к изменению различных оттенков изображения. Допустимое значение фазовых дрожаний при этом не должно превышать 0,5 нс, что требует применения в обязательном порядке подавителей фазовых дрожаний.

**Накопление помех в линейном тракте.** Ошибки, возникающие в каждом регенераторе линейного тракта, зависят от уровня помех на его входе и не зависят от помех на входах других регенераторов. Таким образом, можно считать, что ошибки, появляющиеся в разных регенераторах, независимы. Поскольку ошибки могут возникнуть в каждом регенераторе, то с увеличением числа регенераторов должна возрасти вероятность ошибки. При независимости вероятности ошибок для каждого регенератора вероятность ошибки в линейном тракте должна быть определена как сумма вероятностей ошибок регенераторов:

$$P_{\text{ош}} = P_{\text{ош}1} + P_{\text{ош}2} + \dots + P_{\text{ош}n} = \sum_{i=1}^n P_{\text{ош}i}. \quad (4.2)$$

Если считать, что  $P_{\text{ош}1} = P_{\text{ош}2} = \dots = P_{\text{ош}n}$ , то вероятность ошибки в линейном тракте из  $n$  регенераторов возрастет в  $n$  раз:

$$P_{\text{ош}} = n P_{\text{ош}1}. \quad (4.3)$$

Так как ошибки регенераторов приводят к появлению помех, можно говорить о накоплении их в ЦЛТ. В то же время накопление помех в ЦСП отлично от накопления помех в аналоговых системах передачи с ЧРК.

Ошибки одиночного регенератора вызывают помехи во много раз меньше, чем помехи на входе регенератора, т. е. в линейном тракте ЦСП накапливаются помехи, мощность которых во много раз меньше мощности воздействующих помех, тогда как в аналоговых системах с ЧРК накопление помех будет более значительным (отношения сигнал-помеха на входе и выходе промежуточных усилителей этих систем равны).

Другим видом помех, накапливающихся в ЦЛТ, являются помехи, вызванные фазовыми дрожаниями. Каждый регенератор создает собственные фазовые дрожания, которые передаются по цепочке регенераторов, причем фазовые дрожания изменяются от регенератора к регенератору, так как величина их зависит не только от фазового дрожания на входе регенератора, но и от не-

стабильности тактовой частоты, определяемой параметрами ВТЧ.

Было установлено, что накапливаются главным образом систематические фазовые флуктуации, связанные со статистической структурой сигнала. Например, появление в сигнале длинной серии нулей приводит к смещению относительно номинального положения строб-импульсов всех регенераторов в одну и ту же сторону, что в целом увеличивает смещение символов цифрового сигнала относительно номинального положения в конце линейного тракта по сравнению со смещением, создаваемым одним регенератором. В предположении идентичности параметров систем тактовой синхронизации регенераторов линейного тракта было установлено, что среднеквадратическая величина фазовых дрожаний в линейном тракте, содержащем  $n$  регенераторов, пропорциональна  $\sqrt{n}$  и половине пропускания ВТЧ.

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каковы особенности передачи цифровых сигналов по линейным трактам?
2. Укажите причины возникновения искажений цифрового сигнала 1-го и 2-го рода. Каким образом эти искажения влияют на помехозащищенность?
3. Назовите основные свойства квазитройного цифрового сигнала с чередованием полярности импульсов и объясните, чем вызвано преимущественное использование кода ЧПИ в кабельных ЦЛТ.
4. Чем отличается модифицированный квазитройный код МЧПИ от кода ЧПИ и каков алгоритм формирования МЧПИ?
5. Каким способом можно увеличить помехоустойчивость передачи по ЦЛТ при сохранении скорости передачи информации?
6. Поясните отличие регенераторов прямого и обратного действий.
7. Как влияет на структуру регенератора число уровней цифрового линейного кода?
8. Каким образом в регенераторах осуществляется тактовая синхронизация?
9. Укажите причины, приводящие к появлению ошибок на выходе регенератора и к фазовому дрожанию цифрового сигнала.
10. От чего зависит величина коэффициента ошибки регенератора?
11. От чего зависит величина фазовых дрожаний в линейном тракте?
12. Как влияет число регенерационных участков на коэффициент ошибки ЦЛТ?
13. Поясните принцип получения глаз-диаграммы, охарактеризуйте влияние ее формы на коэффициент ошибки.
14. Как влияют коэффициент ошибки и фазовые дрожания на качество приема сигналов частотных групп в системах ИКМ—ЧРК?
15. Как влияют коэффициент ошибки и фазовые дрожания на качество телевизионного сигнала, передаваемого по ЦЛТ?

5.1. СТАНДАРТИЗАЦИЯ ЦИФРОВЫХ  
СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Для рационального построения ЦСП необходимо, чтобы число каналов ТЧ, на которые они рассчитываются, было кратно минимальному стандартному числу. Это дает возможность использовать стандартное каналообразующее оборудование. Аналогично строятся и аналоговые системы передачи с ЧРК, где стандартные первичные, вторичные, третичные группы каналов позволяют применять унифицированное индивидуальное и групповое оборудование. Цифровые системы передачи также строятся согласно определенной иерархии. При этом учитываются следующие требования:

возможность передачи всех видов аналоговых и дискретных сигналов;

обеспечение как синхронного, так и асинхронного объединения, разделения и транзита цифровых потоков и сигналов в цифровом виде;

выбор стандартизированных скоростей передачи цифровых потоков с учетом возможности использования цифровых и аналоговых систем передачи.

Иерархия ЦСП показана на рис. 5.1. В качестве базовой МККТТ рекомендует систему ИКМ-30 со скоростью передачи груп-

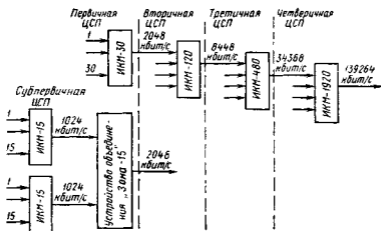


Рис. 5.1. Построение иерархии цифровых систем передачи

пового сигнала 2048 кбит/с. Коэффициент кратности объединения цифровых потоков выбран равным 4, поскольку в основе техники ИКМ лежит двоичная система счисления.

**Первичная ЦСП ИКМ-30** предназначена для городских и сельских сетей и обеспечивает организацию 30 каналов ТЧ. Скорость передачи группового сигнала 2048 кбит/с. Система ИКМ-30 работает по кабелям типов Т, ТП и может быть использована в качестве каналаобразующей для ЦСП более высокого порядка.

**Вторичная ЦСП ИКМ-120** предназначена для местных и зонавых сетей и обеспечивает организацию 120 каналов ТЧ. Предусмотрена возможность совместной передачи стандартной вторичной группы (исходный спектр 312...552 кГц) в цифровом виде и одного первичного цифрового потока. Скорость группового цифрового потока 8448 кбит/с. Цифровой поток организуется путем объединения четырех первичных цифровых потоков со скоростью 2048 кбит/с. Система передачи может работать по симметричным междугородным кабелям, волоконно-оптическим, радиорелейным и спутниковым линиям.

**Третичная ЦСП ИКМ-480** предназначена для работы на зонавых и магистральных сетях связи и обеспечивает организацию 480 каналов ТЧ. Скорость группового цифрового потока 34368 кбит/с. Цифровой поток организуется путем объединения четырех вторичных цифровых потоков со скоростью 8448 кбит/с. Система передачи может работать по кабелю МКТ-4, волоконно-оптическим, радиорелейным и спутниковым линиям.

**Четвертичная ЦСП ИКМ-1920** предназначена для зонавых и магистральной сетей связи и обеспечивает организацию 1920 каналов ТЧ. Возможна совместная передача одного телевизионного сигнала в цифровом виде и одного третичного цифрового потока. Скорость группового цифрового потока 139264 кбит/с. Цифровой поток организуется путем объединения четырех третичных цифровых потоков со скоростью 34368 кбит/с. Система может работать по кабелю КМ-4 и волоконно-оптическим линиям.

**Субпервичная ЦСП ИКМ-15** предназначена для сельских сетей и обеспечивает организацию 15 каналов ТЧ. Скорость группового цифрового потока 1024 кбит/с. Система работает по кабелю КСПП.

Цифровая система передачи ЗОНА-15 также предназначена для сельских сетей и обеспечивает объединение двух 15-канальных групп, образованных ИКМ-15. Скорость группового цифрового потока 2048 кбит/с. Он организуется путем объединения двух цифровых потоков со скоростью 1024 кбит/с. Система передачи «ЗОНА-15» работает по кабелю КСПП.

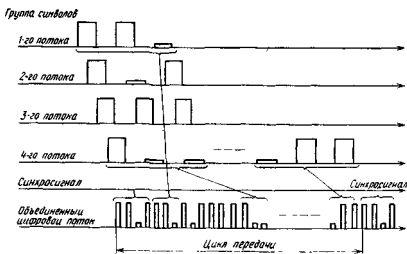
В североамериканских странах в качестве основной цифровой системы используется ИКМ-24 со скоростью передачи группового цифрового потока 1544 кбит/с.

## 5.2. ВРЕМЕННОЕ ОБЪЕДИНЕНИЕ ЦИФРОВЫХ ПОТОКОВ

Объединение цифровых потоков происходит при формировании группового цифрового сигнала из цифровых потоков систем более



а)



б)

Рис. 5.2. Формирование группового цифрового сигнала различными способами объединения цифровых потоков:

а — дивизионный; б — какальный



низкого порядка, а также при объединении различных сигналов, передаваемых в цифровом виде, в единый цифровой поток.

При формировании группового цифрового сигнала возможны следующие способы объединения цифровых потоков: посимвольный (поразрядный); поканальный (по кодовым группам каналов) и по системный (по циклам потоков объединяемых систем). На рис. 5.2, а показан принцип посимвольного, а на рис. 5.2, б поканального объединения цифровых потоков. В обоих случаях объединяются четыре потока. При посимвольном объединении импульсы цифровых сигналов объединяемых систем укорачиваются и распределяются во времени так, чтобы в освободившихся интервалах могли разместиться вводимые импульсы других систем. При поканальном объединении цифровых потоков сужаются и распределяются во времени интервалы, отводимые для кодовых групп. Сигналы цикловой синхронизации необходимы для правильного распределения цифровых потоков на приемном конце. Объединение цифровых потоков по циклам аналогично поканальному объединению, только обрабатывается (сжимается) во времени и передается целиком цикл одного цифрового потока, а потом следующих. Наиболее простым и широко применяемым способом является способ посимвольного объединения, который и будет рассмотрен подробнее.

Объединение цифровых потоков осуществляется в оборудовании временного группообразования, принцип построения которого показан на рис. 5.3. В состав оборудования входят: блоки цифрового сопряжения тракта передачи и приема БЦС<sub>пер</sub>, БЦС<sub>пр</sub>; устройства объединения УО в тракте передачи и разделителя УР в тракте приема потоков; передатчик и приемник синхросигнала Пер. СС, Пр. СС; выделитель тактовой частоты ВТЧ линейного

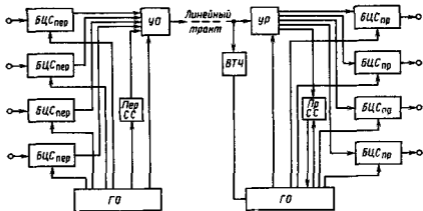


Рис. 5.3. Принцип построения оборудования временного группообразования

цифрового сигнала; генераторное оборудование ГО передающей и приемной станции.

Сигналы с выходов БЦС<sub>пер</sub> совместно с сигналами цикловой синхронизации поступают на вход схемы объединения. Временной сдвиг между импульсными последовательностями на выходах БЦС<sub>пер</sub> обеспечивается управляющими импульсами с ГО. На приеме УР распределяет импульсы группового сигнала по своим БЦС<sub>пр</sub>, а также сигналы Пр. СС.

Генераторное оборудование систем передачи более низкого порядка может работать либо независимо от оборудования объединения и разделения цифровых потоков, либо должна обеспечиваться синхронизация общим задающим генератором. В зависимости от этого объединение цифровых потоков будет асинхронным или синхронным.

При синхронном объединении цифровых потоков скорость записи в БЦС и скорость считывания этой информации из БЦС будут постоянными и кратными, так как вырабатываются одним и тем же ГО. В данном случае между командами записи и считывания должен быть установлен требуемый временной сдвиг, чтобы считывание информации происходило после ее поступления в БЦС<sub>пер</sub>.

При асинхронном объединении цифровых потоков, когда ГО устройств объединения цифровых потоков и ГО устройств формирования цифровых потоков низшего порядка работают независимо, возможно некоторое расхождение между скоростями записи и считывания. Для согласования этих скоростей необходимо принимать соответствующие меры.

При объединении цифровых потоков производится запись информационных символов в запоминающее устройство ЗУ с частотой  $f_3$  и последующее их считывание с частотой  $f_{сч.н}$ . При синхронном объединении цифровых потоков  $f_3 = f_{сч.н}$ . При асинхронном объединении цифровых потоков частоты записи и считывания могут изменяться в некоторых пределах и иметь значения

$$f_{3.н} - \Delta f_{3.маx} \leq f_3 \leq f_{3.н} + \Delta f_{3.маx};$$
$$f_{сч.н} - \Delta f_{сч.н.маx} \leq f_{сч.н} \leq f_{сч.н} + \Delta f_{сч.н.маx};$$

где  $f_{3.н}$ ,  $f_{сч.н}$  — номинальные значения частоты записи и считывания информационных символов;  $\Delta f_{3.маx}$ ,  $\Delta f_{сч.н.маx}$  — максимальное отклонение частот записи и считывания от номинального значения, вызванное нестабильностью работы ГО.

При таких ситуациях могут возникнуть моменты, когда  $f_3 > f_{сч.н}$  и память ЗУ будет заполнена или когда  $f_3 < f_{сч.н}$  и память ЗУ будет пуста и в очередной момент считывать будет нечего. В обеих ситуациях передача цифрового потока будет происходить с искажениями, так как в первом случае часть информационных символов пропадает, а во втором — появляются дополнительные временные позиции, которые в исходном цифровом потоке отсутствуют. Чтобы

избежать этих нарушений, требуется обеспечить согласование скоростей.

При  $f_3 < f_{сч.н}$  производится положительное выравнивание скоростей: в считанную последовательность вводится дополнительный балластный тактовый интервал, который на приеме должен быть изъят из передаваемой последовательности информационных символов. Если  $f_3 > f_{сч.н}$ , производится отрицательное согласование скоростей; из считываемой последовательности изымается один тактовый интервал, информация которого передается по специальному временному каналу и на приеме вводится в передаваемый поток на свое место.

При асинхронном объединении цифровых потоков находят применение системы как с односторонним, так и двусторонним согласованием скоростей.

В системах с односторонним согласованием скоростей частота  $f_{сч.н}$  выбирается заведомо большей или меньшей, чем  $f_3$  (в зависимости от положительного или отрицательного согласования скоростей). При этом в системах с положительным согласованием скоростей должно выполняться условие  $f_{сч.н} - \Delta f_{сч.н \max} > f_{з.н} + \Delta f_{з.н \max}$ .

Тогда при согласовании скоростей в считанную последовательность вводится дополнительный неинформационный (балластный) тактовый интервал (запретом одного импульса считывания), который на приеме исключается из нее по соответствующей команде согласования скоростей.

В системах с отрицательным согласованием скоростей должно выполняться условие

$$f_{сч.н} + \Delta f_{сч.н \max} < f_{з.н} - \Delta f_{з.н \max}.$$

Тогда при согласовании скоростей в этих системах на передаче из информационной последовательности изымается один тактовый интервал (дополнительное считывание), который передается по дополнительному каналу и на приеме по команде согласования скоростей снова вводится в информационную последовательность.

В системах с двусторонним согласованием скоростей частота  $f_{сч.н}$  выбирается равной  $f_{з.н}$ . При этом должно выполняться условие

$$f_{сч.н} \pm \Delta f_{сч.н \max} = f_{з.н} \pm \Delta f_{з.н \max}.$$

В зависимости от знака разности частот  $f_3$  и  $f_{сч.н}$  при возникновении неоднородности необходимо либо вводить в считанную последовательность дополнительный тактовый интервал, либо изымать его и передавать по дополнительному каналу.

В реальной аппаратуре объединения потоков необходимо передавать еще служебные сигналы (цикловую синхροкомбинацию, команды согласования скоростей, импульсы служебной связи, ава-

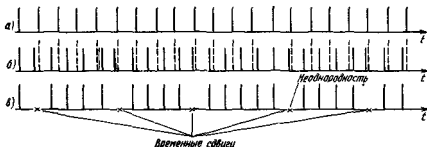


Рис. 5.4. Временные диаграммы, поясняющие принцип возникновения временных сдвигов и неоднородностей:

*a* — импульсные последовательности записи; *б* — то же, считывания; *в* — последовательность считанных импульсов

рийные сигналы и др.), поэтому частота считывания выбирается больше частоты записи:

$$f_{сч} = f_{сч.н} + f_{сд},$$

где  $f_{сд}$  — частота следования служебных импульсов. Таким образом, из-за расхождения частот записи и считывания цифровых потоков периоды между моментами записи и считывания будут отличаться на величину  $\Delta t = T_3 - T_{сч}$ , где  $T_3 = 1/f_3$  — период записи информационных символов;  $T_{сч} = 1/f_{сч}$  — период их считывания.

На рис. 5.4, *a* показан пример записи импульсной последовательности. Для упрощения реальный сигнал от источника информации, состоящий из 1 и 0, заменен сигналом, состоящим только из 1. При  $\Delta t = 0$ , когда  $f_3 = f_{сч}$  или  $T_3 - T_{сч} = 0$ , считанная из ЗУ последовательность будет такой же. На рис. 5.4, *б* показана последовательность считываемых импульсов, для которых  $f_{сч} > f_3$  ( $\Delta t > 0$ ), с конкретным значением отношения  $T_{сч}/T_3 = 13/16$ . Как видно из рисунка, импульсы считывания опережают записанные импульсы и через некоторое время наступит момент, когда ячейки памяти будут свободны от информационных импульсов и появятся нулевые символы, которые называются временными сдвигами (рис. 5.4, *в*) Интервалы времени между такими символами в последовательности считанных импульсов определяют период временных сдвигов

Число информационных импульсов между соседними временными сдвигами будет  $R = \Pi [T_{сч}/(T_3 - T_{сч})]$ , где символ  $\Pi$  означает округление до ближайшего целого. При синхронном объединении потоков отношение  $T_{сч}/(T_3 - T_{сч})$  есть целое число. Например, при  $T_{сч}/T_3 = 12/16$  символ  $\Pi = 3$ , т. е. временной сдвиг будет после каждой трех позиций передачи информации. Тогда в считанной последовательности импульсов интервалы между временными сдвигами будут постоянными. Такую последовательность импульсов называют однородной, так как временные сдвиги формируются на строго

определенных позициях в цикле передачи и могут использоваться для передачи служебных сигналов. Частота следования последних постоянна, что позволяет выделить их на приеме. При асинхронном объединении цифровых потоков из-за нестабильности задающих генераторов, вырабатывающих тактовые частоты, отношение  $T_{сч}/(T_3 - T_{сч})$  — дробное число и его величина будет меняться во времени. В этом случае (рис. 5.4, в) через определенное число временных сдвигов число импульсов между соседними временными сдвигами изменяется и появляется неоднородность. Период возникновения подобных неоднородностей определяется разностью

$$[T_{сч}/(T_3 - T_{сч})] - \text{П}[T_{сч}/(T_3 - T_{сч})] = \pm 1/l,$$

где  $l$  — число временных сдвигов в цикле неоднородности. Для приведенного выше примера  $T_{сч}/T_3 = 13/16$ . При этом  $[T_{сч}/(T_3 - T_{сч})] - \text{П}[T_{сч}/(T_3 - T_{сч})] = 13/3 - 4 = 1/3$ , следовательно, в данном случае неоднородности возникают в каждом третьем временном сдвиге и в интервале между временным сдвигом будет не четыре, а пять считанных импульсов. В дальнейшем цикл временных сдвигов повторится. При появлении неоднородностей требуется обеспечить согласование скоростей передачи символов путем коррекции соответствующих моментов временных сдвигов. В рассмотренном случае можно уменьшить соотношение между частотами записи и считывания до  $12/15$ . При этом временные сдвиги будут появляться после четырех считанных импульсов, но каждый 13-й импульс последовательности записи должен изыматься и передаваться по отдельному каналу (производится отрицательное согласование скоростей). Если, наоборот, соотношение между частотами записи и считывания увеличить до  $15/18$ , то интервалы между временными сдвигами, содержащие четыре считанных импульса, надо увеличивать до пяти, вводя дополнительные тактовые интервалы (производится положительное согласование скоростей).

Для передачи команд согласования скоростей и информационного символа при отрицательном согласовании скоростей организуются дополнительные временные каналы на определенных позициях цикла передачи. Следовательно, согласование скоростей может производиться в строго определенный момент, обусловленный структурой цикла передачи объединенного цифрового потока. Передача КСС приводит к снижению эффективности работы системы передачи, так как необходимо повышать тактовую частоту передачи или уменьшать объем передачи полезной информации. Число КСС, а следовательно, и объем дополнительной информации будут зависеть от частоты возникновения неоднородности, которая в основном зависит от стабильности работы генераторного оборудования. Учитывая достаточно высокую стабильность ГО, передаваемые команды согласования скоростей занимают 1...2% объема передаваемой информации.

### 5.3. ОБОРУДОВАНИЕ ВРЕМЕННОГО ГРУППООБРАЗОВАНИЯ АСИНХРОННЫХ ЦИФРОВЫХ ПОТОКОВ

Рассмотрим структурную схему оборудования временного группобразования с асинхронным сопряжением цифровых потоков, построенного по системе с двусторонним согласованием скоростей (рис. 5.5). Оборудование передающей станции содержит блоки асинхронного сопряжения тракта передачи БАС<sub>пер</sub> для каждого из объединяемых цифровых потоков, а приемной станции — соответственно блоки асинхронного сопряжения тракта приема БАС<sub>пр</sub>. На передающей станции цифровой поток от системы низшего порядка, например ИКМ-30, вводится в соответствующий БАС<sub>пер</sub>. Здесь цифровой поток записывается в запоминающее устройство ЗУ. Запись осуществляется импульсной последовательностью тактовой частоты, выделяемой из входного потока выделителем тактовой частоты ВТЧ. Записанный в ЗУ поток считывается импульсной последовательностью, поступающей от ГО передающей станции. Считанные цифровые потоки от всех БАС<sub>пер</sub> передаются в устройство объединения УО, где объединяются в групповой цифровой поток.

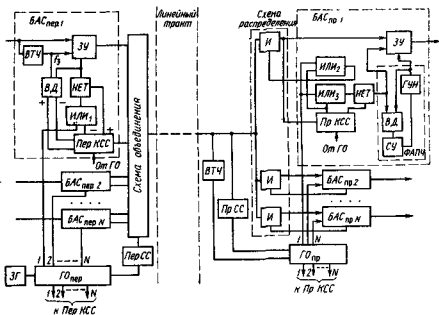


Рис. 5.5. Структурная схема оборудования временного группобразования с асинхронным сопряжением цифровых потоков, построенного по системе с двусторонним согласованием скоростей передачи

Для контроля взаимного временного положения импульсы, управляющие записью и считыванием, подаются на временной детектор ВД, который управляет работой передатчика команд согласования скоростей Пер. КСС. При появлении неоднородности в зависимости от ее знака из ВД к Пер. КСС подается соответствующая команда на согласование скоростей. При положительном согласовании скоростей на одной из временных позиций цикла передачи информация из ЗУ не считывается и на этой позиции передается балластный символ. На приеме данная позиция должна быть вычеркнута. Тем самым реальная скорость считывания информации из ЗУ несколько уменьшится. Такое согласование скоростей осуществляется путем запрета с помощью ячейки НЕТ одного импульса считывания. При отрицательном согласовании скоростей производится дополнительное считывание информации из ЗУ. Считывание происходит соответствующим импульсом, который подается от Пер. КСС через ячейку ИЛИ в строго определенные временные позиции цикла, на которых формируется временной канал отрицательного согласования скоростей.

Объединенный цифровой поток с выхода схемы объединения поступает в линейный тракт. В приемном устройстве объединенный цифровой поток распределяется через схему распределения по своим ЗУ блоков асинхронного сопряжения тракта приема БАС<sub>пр</sub>. Работой ячеек УР и БАС<sub>пр</sub> управляют импульсные последовательности от генераторного оборудования ГО<sub>пр</sub>, синхронная работа которого с ГО<sub>пер</sub> обеспечивается ВТЧ. После считывания с частотой, равной средней частоте записи, восстанавливается первоначальная скорость каждого из асинхронных цифровых потоков, объединяемых в оборудовании временного группообразования. Средняя частота считывания устанавливается устройством фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ, которое включает в себя генератор, управляемый напряжением ГУН, временной детектор ВД и схему управления СУ. На выходе СУ формируется управляющий сигнал, соответствующий текущему значению временного интервала между моментами записи и считывания.

По сигналу о необходимости положительного согласования скоростей, зафиксированному Пер. КСС, через логический элемент НЕТ осуществляется запрет записи информации в ЗУ. Временное положение сигнала запрета записи соответствует моменту осуществления положительного согласования скоростей в передающем устройстве. Сигнал запрета записи должен убрать из информационного потока балластный символ, вводимый при положительном согласовании скоростей. Отсутствие сигнала записи на выходе схемы НЕТ отметит и временной детектор, после чего частота считывания плавно уменьшится.

По сигналу о необходимости отрицательного согласования скоростей с помощью логического элемента ИЛИ<sub>2</sub> открывается элемент И схемы распределителя и в передаваемый информационный

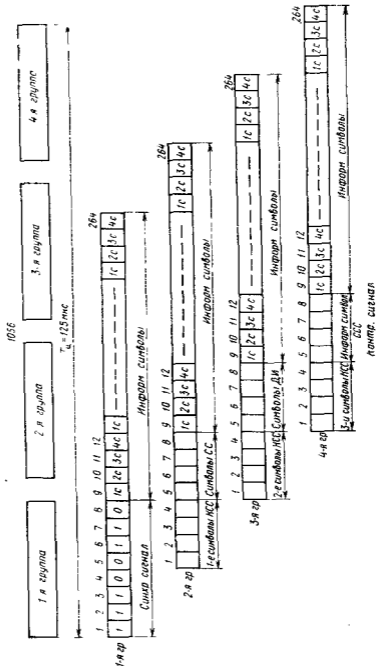
поток вводится дополнительный символ, изъятый при отрицательном согласовании скоростей. Одновременно через схему ИЛИ<sub>3</sub> вводится дополнительный импульс управления записью, который поступает на ВД, в результате чего частота считывания плавно увеличивается. Таким образом, плавное изменение в допустимых пределах частоты считывания позволяет согласовать скорости записи и считывания.

Правильное распределение на приеме группового сигнала по потокам, контроль и поиск режима синхронизма обеспечивается приемником синхросигнала. К параметрам этого приемника предъявляются довольно жесткие требования, так как время установления режима синхронизма при его нарушении должно быть меньше времени выхода из синхронизма оборудования низовых объединяемых потоков. В противном случае в этом оборудовании произойдет сбой синхронизации. Методы уменьшения времени восстановления синхронизма рассмотрены в § 3.7.

Для примера рассмотрим построение цикла и формирование вторичного цифрового потока в системе ИКМ-120. Скорость передачи группового сигнала 8448 кбит/с. Он формируется из четырех первичных цифровых потоков, имеющих скорость 2048 кбит/с. Объединение потоков посимвольное. В оборудовании временного группообразования предусмотрено два режима: асинхронный и синхронный. При асинхронном режиме используется двустороннее согласование скоростей. Частота записи первичного цифрового потока в запоминающее устройство БАС<sub>пер</sub> 2048 кГц, частота считывания кратна тактовой частоте группового потока 8448 кГц и равна 2112 кГц. Соотношение частот в этом случае  $f_3/f_{сч} = 32/33$ . Следовательно, временной сдвиг будет происходить через 32 такта считывания, или на 32 информационных символа приходится один служебный. Некоторые виды служебной информации, например кодовую комбинацию синхросигнала, надо передавать сосредоточенно, т. е. все восемь разрядов подряд. Эти особенности учитываются при построении временного цикла группового сигнала. Временная диаграмма цикла ИКМ-120 показана на рис. 5.6.

Цикл содержит 1056 импульсных позиций, из которых 1024 занимают информационные символы, а 32 — служебные. Служебные позиции в цикле обеспечивают передачу синхрокомбинации, команд согласования скоростей, аварийных сигналов, сигналов служебной связи, дискретной информации. Сам цикл разбит на четыре группы по 264 импульсных позиции. В каждой группе позиции 1...8 занимают служебные символы, 9...264 — информационные символы. Такое разнесение служебных символов по группам позволяет уменьшить память ЗУ передачи и приема, так как за время передачи одновременно 32 служебных символов в память ЗУ поступит восемь импульсных позиций первичного потока. В первой группе на позициях 1...8 передается синхрокомбинация 11100110. Во второй группе на позициях 1...4 передаются первые символы КСС, а





на позициях 5...8 символы служебной связи. В третьей группе на позициях 1...4 передаются вторые символы КСС, на позициях 5...8 символы дискретной информации. В четвертой группе на позициях 1...4 передаются третьи символы КСС, на позициях 5...8 — информационные значения (0 или 1) изъятых временного интервала при отрицательном согласовании скоростей. При положительном согласовании скоростей позиции 9...12 четвертой группы занимают балластные символы соответственно первого, второго, третьего и четвертого объединяемых потоков, которые в ЗУ своих БАС<sub>по</sub> не поступают.

К помехозащищенности передачи КСС предъявляются особые требования, так как при ложном согласовании скоростей цикл передаваемого первичного цифрового потока будет увеличен или уменьшен на одну импульсную позицию, а это нарушит цикловую синхронизацию в потоке. Увеличение помехоустойчивости передачи КСС достигается различными мерами. Одна из мер заключается в передаче команды тремя символами 111 или 000, что позволяет обнаруживать одиночные искажения этих символов и исправлять их. При прохождении цифровых сигналов по линейному тракту из-за воздействия помех возможно искажение группы импульсов, что может изменить команду согласования скоростей. Для защиты КСС от таких помех символы команды равномерно разнесены по циклу.

Системы асинхронного объединения цифровых потоков с односторонним согласованием скоростей можно рассматривать как частный случай систем с двусторонним согласованием скоростей. Тогда в оборудовании объединения цифровых потоков будет необходимо передавать только одну команду согласования скоростей.

Основным достоинством оборудования объединения асинхронных потоков с двусторонним согласованием скоростей является возможность работы этого оборудования в синхронном режиме. При этом синхронный режим можно рассматривать как частный случай асинхронного объединения, когда частоты записи и считывания кратны.

#### 5.4. ОБОРУДОВАНИЕ АСИНХРОННОГО ОБЪЕДИНЕНИЯ ЦИФРОВЫХ ПОТОКОВ

**Запоминающее устройство.** В запоминающем устройстве (рис. 5.7) информационные символы через ячейки И записываются в ячейки памяти Я<sub>1</sub>—Я<sub>4</sub>. Процессом записи управляет распределитель записи, работающий с частотой  $f_z$ , равной тактовой частоте поступающих информационных сигналов. Считывание осуществляется импульсными последовательностями с соответствующих выходов распределителя считывания, который управляется сигналом от ГО<sub>пер</sub> аппаратуры объединения цифровых потоков. Информация,

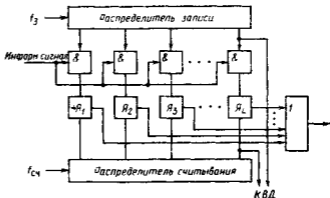


Рис. 5.7. Структурная схема запоминающего устройства

считанная с ячеек  $Я_1$ — $Я_L$ , объединяется логическим элементом ИЛИ.

Число ячеек памяти выбирается таким, чтобы момент считывания всегда отставал от момента записи. Минимальное число ячеек памяти зависит от нескольких факторов. Рассмотрим некоторые из них.

Число ячеек памяти зависит от количества следующих подряд служебных символов в цикле передачи, относящихся к одному цифровому потоку. Служебные символы передаются на импульсных позициях временных сдвигов, которые, в свою очередь, организуются путем запрета считывания информации в соответствующие моменты времени. Однако информационные символы продолжают поступать на вход ЗУ, поэтому должно быть предусмотрено соответствующее число дополнительных ячеек памяти. Для уменьшения числа ячеек памяти ЗУ желательно, чтобы служебные символы были равномерно рассредоточены в цикле передачи. Но в некоторых случаях, например при передаче синхросигнала, целесообразно формировать рассредоточенные служебные символы. Так, во вторичной ЦСП сосредоточиваются восемь служебных символов подряд — по два на каждый цифровой поток, а в третичной и четверичной ЦСП — 12 служебных символов (по три на каждый цифровой поток).

Так как согласование скоростей можно производить в строго определенный момент времени, определяемый импульсными позициями КСС в цикле объединенного цифрового потока, необходимо учитывать относительное время ожидания. Последнее зависит также и от длительности самого цикла (числа символов в цикле). Это требует соответствующего увеличения объема памяти.

Дополнительный объем памяти определяется значением временных колебаний, изменений частоты записи и считывания, вносимых

как оборудованием асинхронного объединения/разделения цифровых потоков, так и оборудованием ЦСП объединяемых цифровых потоков. Обычно в зависимости от особенности построения цикла передачи, главным образом образом структуры и распределения символов синхросигнала, минимально необходимое число ячеек памяти составляет от пяти до восьми.

К одноименным выходам распределителей записи и считывания (на рис. 5.7 используются выходы L) подключается ВД. Номер выходов распределителей и общее число выходов, используемых в работе ВД, определяются числом ячеек памяти ЗУ и схемой работы ВД.

**Временной детектор.** Временные интервалы между моментами записи и считывания контролируются ВД. В оборудовании временного группообразования используются цифровой и аналоговый временные детекторы. Цифровой детектор применяется в передающей части для определения момента возникновения неоднородности. В системах с двусторонним согласованием скоростей ВД должен не только обнаруживать моменты возникновения неоднородности, но и определять ее знак. В цифровом детекторе (рис. 5.8) одноименные выходы распределителей записи и считывания подключены к отдельным выходам триггера  $DD_1$ . Выходы триггера соединены с логическими элементами  $DD_2$  и  $DD_3$ , на другие входы которых подаются контрольные импульсные последовательности с распределителя записи. Временное положение контрольных последовательностей выбирается таким образом, чтобы при нормальном режиме работы ЗУ на схемах И импульсы с триггера не совпадали по времени с контрольными импульсами. Если временной интервал между импульсами записи и считывания достиг величины, при которой необходимо согласование скоростей, на выходе соответствующей ячейки И появится импульс, который поступит в передатчик КСС.

На рис. 5.9 показаны временные диаграммы, иллюстрирующие работу цифрового ВД. При рассмотрении работы ВД примем чис-

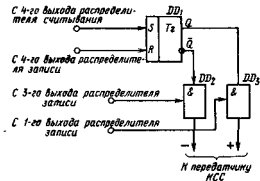
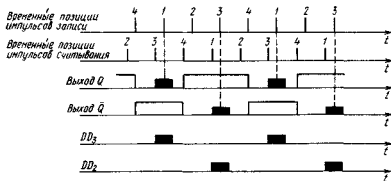
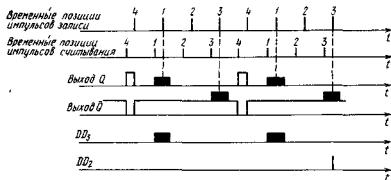


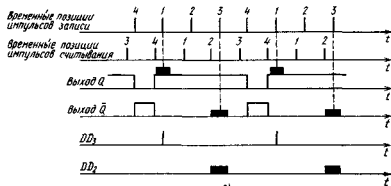
Рис. 5.8. Цифровой временной детектор



а)



б)



в)

Рис. 5.9. Диаграммы работы цифрового временного детектора.

а — при отсутствии согласования скоростей; б — при отрицательном согласовании скоростей, в — при положительном согласовании скоростей

до ячеек памяти в ЗУ равным четырем, тогда на вход S триггера будет подаваться сигнал с 4-го выхода распределителя считывания, на вход R — сигнал с 4-го выхода распределителя записи, на схему  $DD_2$  — сигнал с 3-го выхода распределителя записи, на схему  $DD_3$  — сигнал с 1-го выхода распределителя записи.

При отсутствии согласования скоростей (рис. 5.9, а) сигналы на выходах  $DD_2$  и  $DD_3$  отсутствуют. При отрицательном согласовании скоростей (рис. 5.9, б) импульсная последовательность с 3-го выхода распределителя записи совпадает с единичным состоянием выхода триггера Q, в результате чего формируется сигнал на выходе логического элемента  $I_1$ . При положительном согласовании скоростей (рис. 5.9, в) импульсная последовательность с 1-го выхода распределителя записи совпадает с единичным состоянием выхода Q триггера и формируется сигнал на выходе логического элемента  $I_2$ .

Аналоговый детектор используется в приемной части для определения текущего значения временного интервала между моментами записи и считывания. В аналоговом детекторе (рис. 5.10, а), как и в цифровом, импульсные последовательности с одноименных выходов распределителей записи и считывания подаются на раздельные входы R и S триггера, скважность сигнала на выходе которого характеризует взаимное временное положение импульсов записи и считывания. Сигнал с выхода триггера подается на вход фильтра нижних частот ФНЧ, который выделит постоянную составляющую напряжения сигнала. Величина этого напряжения (рис. 5.10, б) зависит от скважности сигнала. При нормальной работе ЗУ импульсы записи и считывания сдвинуты относительно друг друга на половину периода их следования. В этом случае скважность сигнала на выходе триггера будет равна двум, а напряжение постоянной составляющей на выходе ФНЧ — среднему

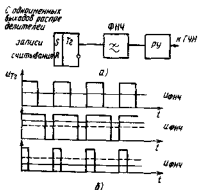


Рис. 5.10. Структурная схема аналогового временного детектора (а) и диаграммы его работы (б)

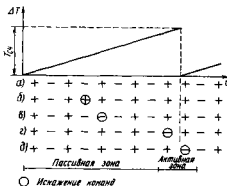


Рис. 5.11. Структура двукомандного сигнала при двустороннем согласовании скоростей

значению, что соответствует номинальной скорости считывания. При увеличении или уменьшении временного интервала между моментами записи и считывания изменяются скважность сигнала на выходе триггера и значение постоянной напряжения сигнала. Это напряжение подается на схему управления ГУН, которая плавно изменяет частоту считывания, увеличивая или уменьшая ее в зависимости от согласования скоростей.

**Передача команд согласования скоростей.** Выше отмечалось, что команды согласования скоростей должны обладать практически такой же помехозащищенностью, как и цикловые синхросигналы. Это объясняется тем, что ошибка при опознавании КСС равносильна изменению на один такт длительности цикла передачи (в ту или иную сторону в зависимости от вида ошибки) и вызовет сбой цикловой синхронизации в соответствующем объединяемом потоке. Последнее, в свою очередь, может вызвать сбой цикловой синхронизации во всех системах более низкого порядка этого цифрового потока. Однако между синхросигналами и КСС есть существенная разница, которая заключается в том, что первые обладают периодичностью, так как передаются в каждом цикле передачи, тогда как вторые несут информацию об однократных изменениях этого состояния. Поэтому помехозащищенность синхросигнала достигается методом накопления, и ошибка в одном или даже нескольких синхросигналах не вызывает сбоя цикловой синхронизации, а помехозащищенность КСС обеспечивается кодами, исправляющими ошибки:

В системах с односторонним согласованием скоростей необходимо передавать информацию о двух состояниях передающего устройства: отсутствии или наличии КСС. Для передачи этой информации достаточно одного двоичного разряда. Тогда для защиты от искажений одного символа КСС достаточно использовать трехразрядную кодовую группу, для защиты двух символов — пятиразрядную кодовую группу и т. д. Обычно в системах с односторонним согласованием скоростей для передачи соответствующих команд используются кодовые группы вида 00...0 — для передачи информации об отсутствии согласования скоростей и 11...1 для передачи информации о наличии согласования скоростей. Число символов в кодовой группе выбирают нечетным. При этом правильное опознавание КСС осуществляется, если число искаженных символов не превышает половины общего числа символов в команде.

В системах с двусторонним согласованием скоростей необходимо передавать информацию о трех возможных состояниях передающего устройства: отсутствии согласования скоростей, положительном согласовании скоростей и отрицательном согласовании скоростей. Для передачи этой информации необходимо уже два двоичных разряда. Тогда для защиты от искажений одного символа КСС необходимо использовать пятиразрядную кодовую комбинацию, для защиты от искажения двух символов — семиразряд-

ную кодовую комбинацию и т. д. Увеличение числа КСС и числа разрядов в кодовой комбинации приводит к возрастанию объема передаваемой информации.

Таким образом, по объему передаваемой информации системы с двусторонним согласованием скоростей и передачей трех команд менее экономичны, чем системы с односторонним согласованием скоростей, так как требуют большего объема передаваемой информации.

Стремление реализовать достоинства систем с двусторонним согласованием скоростей и вместе с тем обеспечить такую же помехозащищенность, как в системе с односторонним согласованием скоростей при одинаковом числе разрядов кодовых групп команд, привело к созданию системы с двусторонним согласованием скоростей с исключением передачи команды об отсутствии согласования. Такие системы называются системами с двусторонним согласованием скоростей и двухкомандным управлением. По числу передаваемых команд подобные системы идентичны системам с односторонним согласованием скоростей. Структура двухкомандного сигнала показана на рис. 5.11, а. При отсутствии согласования скоростей с передающей станции будет поступать чередование положительных и отрицательных команд согласования скоростей. Если временной интервал  $\Delta T$  между моментами записи и считывания достигнет значения  $T_{\text{с}}$ , то необходимо произвести согласование скоростей. В этом случае передаются подряд две команды положительного или отрицательного согласования скоростей (рис. 5.11, а). Такая структура передачи КСС позволяет выявить одиночные ошибки в передаваемых командах. Для рассмотрения возможности определения ошибок интервал времени передачи чередующихся команд назовем пассивным, а интервал времени передачи команд положительного или отрицательного согласования скоростей (две одинаковые команды подряд) — активным.

На рис. 5.11, б, в показаны ошибки в пассивном интервале передачи команд. Эти ошибки легко обнаружить, так как подряд следуют три одинаковые команды, что при нормальной работе невозможно. Сложнее выявить ошибки в активном интервале (рис. 5.11, г, д), поскольку в данном случае положительная команда трансформируется в отрицательную и наоборот. С учетом возможности коррекции ошибок в пассивном интервале или в обоих случаях и строятся приемники команд согласования скоростей.

Приемник КСС с коррекцией ошибки в пассивном интервале показан на рис. 5.12. Он содержит три узла: опознаватель, анализирующее устройство, корректор ошибок. Опознаватель определяет знак согласования скоростей. Анализатор выявляет положительную или отрицательную КСС. Он содержит триггер  $T_g$ , на один вход которого подаются импульсы команд положительного согласования скоростей, а на другой — отрицательные, и две схемы И.



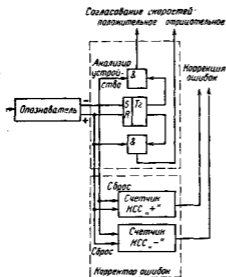


Рис. 5.12. Приемник команд согласования скоростей с коррекцией ошибок на пассивном интервале передачи КСС

согласования скоростей. Такая коррекция не позволяет восстановить передаваемую кодовую комбинацию потока, но дает возможность сохранить длительность его цикла, что не повлечет за собой срыва цифровой синхронизации в этом потоке.

Для коррекции ошибок в активном интервале передачи команд с передающей станции поступает знак промежуточного значения изменения временного интервала между сигналами записи и считывания. Необходимо учесть, что команды согласования скоростей будут передаваться довольно редко. Это определяется стабильностью частоты задающего генератора, используемого при формировании низовых потоков и в оборудовании временного группообразования. Рассмотрим это на примере системы передачи ИКМ-120. Как будет показано далее, расхождение частот может достигать 120 Гц, т. е. за 1 с максимальное число КСС равно 120, а число циклов за 1 с — 8000, т. е. в 67 раз больше. В каждом цикле имеются временные позиции для передачи информационных символов при отрицательном согласовании скоростей. При отсутствии команд согласования скоростей эти временные позиции можно использовать для передачи знака промежуточного значения изменения временного интервала между сигналами записи и считывания. Из этого видно, что информация о знаке промежуточного значения изменения временного интервала будет передаваться значительно чаще, чем сами КСС.

При появлении подряд двух импульсов одинаковых команд второй импульс пройдет через свою схему И. Корректор ошибок служит для выявления ошибки в пассивном интервале времени. Он содержит два счетчика команд: положительных и отрицательных. Емкость счетчиков — три единицы. Счетчики подключены к опознавателю знака так, что появление команды определенного знака записывается в свой счетчик, а для другого счетчика он является сигналом сброса. Если в счетчик подряд поступило три команды, необходимо осуществить коррекцию. При коррекции производится вставка или изъятие из цифрового потока одного из временного интервала в зависимости от прошедшей команды согласования скоростей.

При использовании такого способа коррекции каждая двоякая команда несет в себе информацию только о наличии согласования скоростей, в то время как решение о знаке этого согласования принимается на основе многократно передаваемой информации о знаке изменения временного интервала между сигналами записи и считывания. Как показано на рис. 5.11, г,д при одиночном искажении двояких команд последовательности (+ +) преобразуются в последовательности (— —), а последовательности (— —) (на рисунке не показаны) — в последовательности (+ +); при этом момент передачи двояких команд сдвигается на один временной интервал передачи КСС. Это и используется в приемнике согласования скоростей для коррекции ошибок.

В схему приемника команд согласования скоростей добавляются узлы определения знака промежуточного состояния скоростей и устройство сравнения, определяющее несоответствие информации о знаке согласования скоростей виду двоякой команды.

**Устройство фазовой автоподстройки частоты.** Схема устройства ФАПЧ приведена на рис. 5.5. В состав ее входят временной детектор ВД, схема управления СУ и генератор, управляемый напряжением, ГУН. Работа аналогового ВД была рассмотрена ранее. Схема управления, содержащая ФНЧ, выделяет из сигнала с выхода ВД постоянную составляющую напряжения. Для идеального восстановления первоначальной скорости цифрового потока ФНЧ должен иметь бесконечно малую полосу пропускания. Это позволит значительно уменьшить временные флуктуации импульсов передаваемого цифрового потока, вносимые оборудованием временного группообразования. Однако при этом не обеспечивается необходимая полоса захвата устройства ФАПЧ, которая не может быть меньше максимального расхождения частот записи в передающем устройстве  $f_{з.пер}$  и считывания в приемном устройстве  $f_{сч.пр}$ . Следовательно,

$$\Delta F_{ФНЧ} > f_{з.пер} \delta_{з.пер} - f_{сч.пр} \delta_{сч.пр},$$

где  $\Delta F_{ФНЧ}$  — полоса пропускания ФНЧ;  $\delta$  — относительная нестабильность частоты  $f$ . Так, при объединении цифровых потоков сформированных аппаратурой ИКМ-30,  $f_z = f_{сч} = 2048$  кГц,  $\delta_{за} = \delta_{сч} = 3 \cdot 10^{-5}$ ,  $\Delta F_{ФНЧ} = 120$  Гц.

На вход ГУН будут проходить все составляющие сигнала с выхода ВД, попадающие в полосу  $\Delta F_{ФНЧ}$ , что приводит к временным флуктуациям передаваемого цифрового потока. Для уменьшения этих флуктуаций в схемах ФАПЧ применяются специальные устройства.

## 5.5. ОБОРУДОВАНИЕ ВРЕМЕННОГО ГРУППООБРАЗОВАНИЯ СИНХРОННЫХ ЦИФРОВЫХ ПОТОКОВ

Как отмечалось ранее, объединение синхронных цифровых потоков можно представить как частный случай объединения асинхронных цифровых потоков, когда частоты записи и считывания кратны между собой. В этом случае в считанном цифровом потоке неоднородности будут отсутствовать и согласование скоростей производить не требуется. На временных позициях в цикле, занимаемых импульсами команд согласования скоростей, можно передавать дополнительную информацию.

Структурная схема оборудования объединения синхронных потоков показана на рис. 5.13. Она содержит блоки синхронного сопряжения передачи БСС<sub>пер</sub> и приема БСС<sub>пр</sub>, схемы объединения и распределения. Входной цифровой поток записывается в запоминающее устройство БСС<sub>пер</sub>. Управляет записью импульсная последовательность с частотой  $f_s$ , полученная от ВТЧ. Однако следует отметить, что при объединении синхронных цифровых потоков ГО<sub>пер</sub> устройств формирования входного цифрового потока и ГО<sub>пер</sub> оборудования временного объединения потоков должны работать синхронно от одного задающего генератора ГЗ. Временной детектор необходим для установления требуемого временного интервала между сигналами записи и считывания. Создается этот интервал запретом через схему НЕТ одного или нескольких импульсов считывания. Считанные импульсные последовательности с вы-

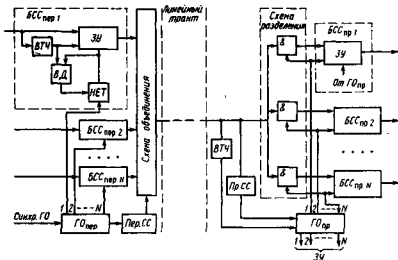


Рис. 5.13. Структурная схема оборудования объединения синхронных потоков

ходов  $BCC_{пер}$ , а также синхрокombинация от Пер. СС объединяются в схеме объединения. На приеме групповой поток распределяется по соответствующим  $BCC_{пр}$ . Восстановление первоначальной скорости цифрового потока производится путем записи его сигналов в ЗУ приема и считывания с частотой, равной его частоте на входе аппаратуры объединения. Импульсы записи и считывания сигналов из ЗУ блока  $BCC_{пр}$  вырабатываются  $ГО_{пр}$ . Оно обеспечивает необходимый временной интервал между сигналами записи и считывания и формирует частоту считывания, равную тактовой частоте цифрового потока на выходе  $BCC_{пр}$ . Синхронную работу  $ГО_{пр}$  и  $ГО_{пер}$  и правильное распределение группового сигнала на приеме по своим потокам обеспечивают ВТЧ и Пр.СС.

Отметим следующие достоинства объединения синхронных цифровых потоков по сравнению с асинхронными: увеличивается помехозащищенность системы из-за отсутствия необходимости передачи КСС, которые могут быть искажены; не вносятся временные флуктуации в передаваемые цифровые потоки; повышается пропускная способность системы передачи.

На цифровых сетях связи предполагается использование как синхронного, так и асинхронного объединения цифровых потоков. В соответствии с этим в оборудовании временного группообразования должна предусматриваться возможность работы в обоих режимах. Эти требования полностью удовлетворяются при использовании в оборудовании двустороннего согласования скоростей, когда синхронный режим является частным случаем асинхронного при нулевом значении разности частот записи в передающем устройстве и считывания в приемном.

## 5.6. ВЫДЕЛЕНИЕ ЦИФРОВЫХ ПОТОКОВ

При организации связи с использованием ЦСП между оконечными пунктами может возникнуть необходимость в организации связи этих пунктов с некоторыми промежуточными. Для этого в промежуточных пунктах должен быть обеспечен ввод и вывод части цифрового потока.

Наиболее просто выделение или ввод одного или несколько стандартных цифровых потоков из группового цифрового потока на обслуживаемом пункте может быть организовано с помощью оборудования временного группообразования потоков, аналогичного устанавливаемому на оконечных станциях. Структурная схема оборудования выделения потоков для одного направления передачи показана на рис. 5.14.

Сигнал из линии, пройдя регенератор, поступает в преобразователь когда приема  $ПК_{пр}$ , где преобразуется в простой однополярный код, и через схему распределения поступает в соответствующий блок сопряжения  $БС_{пр}$ . Сопряжение может быть как синхронным, так и асинхронным.

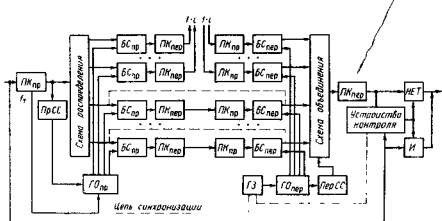


Рис. 5.14 Структурная схема оборудования выделения потоков

Часть стандартных цифровых потоков может быть использована для выделения, остальные потоки пройдут транзитом. Вместо выделенных потоков в блоки  $БС_{пер}$  будут заведены цифровые потоки, сформированные в пункте выделения. При такой организации выделения цифровых потоков оборудование выделения включается последовательно в линейный тракт. Для случая неисправности оборудования выделения предусматривается его обход. Это позволяет сохранить в работе те потоки, которые проходят транзитом. Устройство контроля следит за правильной работой оборудования и включает при необходимости цепь обхода через схему И. Если неисправность возникает на участке линейного тракта между оконечной станцией А и пунктом выделения, устройство контроля создает такой режим работы  $БС_{пер}$  и схемы объединения, который обеспечит нормальное прохождение цифровых потоков, вводимых в пункте выделения, в направлении оконечной станции Б.

Как отмечалось ранее, при таком способе выделения цифровых потоков не требуется специального оборудования, однако объем оборудования пункта выделения равен объему оборудования двух оконечных станций. Транзит выделяемых цифровых потоков по более низкой скорости может вносить в эти потоки дополнительные временные флуктуации и перерывы связи. Последние могут быть вызваны сбоями цикловой синхронизации и ошибками при передаче команд согласования скоростей. Если на оконечной станции объединяются синхронные потоки, то сбой от ошибок при передаче КСС можно избежать.

Объем оборудования можно уменьшить, если транзитные потоки пустить в обход  $БС_{пр}$ ,  $ПК_{пр}$ ,  $ПК_{пер}$ ,  $БС_{пер}$ , но при этом генераторное оборудование приемной и передающей частей станции должны работать синхронно. Для этого используется цепь синхро-

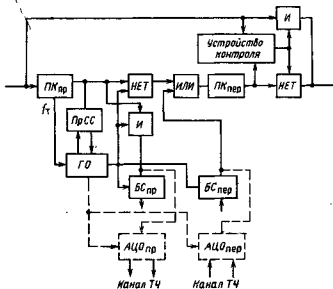


Рис. 5.15. Структурная схема оборудования выделения потоков из линейного сигнала

низации. При такой организации транзита не возникают дополнительные временные флуктуации, но возможны перерывы связи из-за сбоев цикловой синхронизации в оборудовании выделения.

На рис. 5.15 показан способ построения оборудования выделения, свободного от указанных недостатков. Здесь изображено только одно направление передачи, аналогичное оборудование должно быть включено в обратном направлении. В линейный тракт включены преобразователи кода  $ПК_{пр}$ ,  $ПК_{пер}$  и логические элементы ИЕТ и ИЛИ. Генераторное оборудование, управляемое приемником синхросигнала, вырабатывает сигналы, соответствующие выделяемому (а следовательно, и вводимому) цифровому потоку. Эти сигналы запрещают передачу через схему ИЕТ выделяемого потока и разрешают  $БС_{пер}$  производить считывание информации вводимого потока, который через схему ИЛИ объединяется с потоком, проходящим транзитом. Вывод цифровых потоков от станции А происходит через  $БС_{пр}$ , а ввод цифровых потоков в направлении станции Б — через  $БС_{пер}$ . Устройство контроля выполняет те же функции, что и в рассмотренном ранее варианте построения оборудования выделения.

Аналогично можно построить и оборудование выделения групп каналов из первичных и субпервичных цифровых потоков, только в этом случае вместо блоков БС будут использоваться соответствующие блоки оборудования АЦО. Это позволит получить на вы-

ходе соответствующее число каналов ТЧ. На рис. 5.15 оборудование АЦО показано штриховой линией.

Учитывая малое число устройств, включенных в линейный тракт при таком способе выделения, это оборудование может устанавливаться как на обслуживаемых, так и на необслуживаемых пунктах выделения.

## 5.7. ВВОД ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ В ГРУППОВОЙ ЦИФРОВОЙ ПОТОК

Дискретные сигналы вводятся либо на определенные импульсные позиции, предусмотренные во временном цикле группового потока, либо на временные позиции определенных телефонных каналов, предназначенных для передачи этих сигналов. Ввод дискретной информации может быть синхронным или асинхронным. При синхронном вводе тактовая частота выводимого сигнала должна быть синхронной с тактовой частотой предоставляемых импульсных позиций. С этой целью ГО источника дискретной информации должно работать синхронно с ГО цифровой системы передачи. Реализация этого требования иногда затруднительна, так как источник дискретной информации может быть удален на значительное расстояние и работать одновременно с несколькими ЦСП. При асинхронном вводе дискретной информации используются три способа: наложения, кодирования и согласования скоростей передачи дискретных сигналов со скоростью передачи символов цифрового канала. При выборе способа передачи дискретной информации учитывается степень использования пропускной способности цифрового канала ТЧ и простота построения аппаратуры ввода.

При скорости передачи дискретных сигналов 50...200 Бод наиболее простым способом ввода асинхронных сигналов является способ наложения. Он состоит в том, что кодовые импульсы дискретного сигнала стробируются импульсами тактовой частоты канала, полученные пакеты импульсов передаются на противоположную станцию, где выделяется их огибающая. Этот метод нашел применение при передаче СУВ (см. § 3.8). Передаваемые таким способом импульсы дискретной информации подвергаются краевым искажениям, так как моменты начала и конца импульсов дискретной информации практически не будут совпадать по времени с первым и последним стробирующими импульсами в пакете, что приводит к уменьшению длительности импульса дискретной информации при его восстановлении.

Коэффициент использования пропускной способности канала (у цифрового канала ТЧ она равна 64 кбит) будет определяться допустимыми краевыми искажениями передаваемых импульсов. Если допустимы краевые искажения до 10 %, то тактовая частота стробирующих импульсов должна превышать тактовую частоту

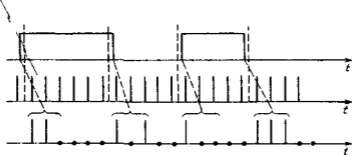


Рис. 5.16. Передача дискретной информации методом кодирования информации о временных положениях фронтов импульсов дискретной информации и характере перехода

дискретного сигнала не менее чем в 10 раз. В этом случае пропускная способность цифрового канала ТЧ будет использоваться на 10 %, а коэффициент использования канала составит  $f_{\text{ид}}/f_{\text{ин}}=0,1$ , где  $f_{\text{ид}}$  — частота следования импульсов дискретной информации, а  $f_{\text{ин}}$  — частота следования импульсов цифрового канала ТЧ. Обычно пропускная способность канала при таком методе передачи дискретной информации используется на 5 ... 20 %.

Можно вводить дискретную информацию, кодируя временные положения фронтов импульсов и характер перехода: от 0 к 1 или от 1 к 0.

Информация кодируется трехразрядным кодом, где первый разряд — 1, если переход произошел в предшествующем интервале, или 0, если переход отсутствовал; второй разряд — 1, если фронт находился в первой половине этого интервала, или 0, если во второй половине; третий разряд — 0, если переход от 0 к 1, и 1, если переход от 1 к 0. Пример кодирования импульсов дискретной информации по такому алгоритму приведен на рис. 5.16.

Так как на каждый импульс приходится не менее трех стробирующих импульсов, максимальный коэффициент использования канала будет равен 0,33.

Недостатком способа кодирования является возможность размножения ошибок при передаче подряд одноименных импульсов дискретной информации, если будет искажен символ кодовой группы, несущий информацию о полярности перехода. Такая ошибка вызовет инверсию всех следующих подряд одинаковых импульсов вплоть до следующего перехода. Этот недостаток можно устранить, если на приеме применить корректирующее устройство с запоминанием предыдущего знака или с передающей станции периодически передавать информацию о полярности сигнала.

Метод согласования скоростей передачи дискретных сигналов со скоростью передачи цифрового канала осуществляется аналогично асинхронному объединению цифровых потоков. Как и при



асинхронном объединении потоков, сигналы дискретной информации записываются в ЗУ со своей тактовой частотой и считываются с частотой следования импульсов канала. Обычно частоту считывания выбирают несколько больше частоты записи, что приводит к появлению временных сдвигов. Так как частоты  $f_a$  и  $f_{сч}$  асинхронны, отношение между ними будет нестабильным, что приводит к появлению неоднородностей. В приемном устройстве временные сдвиги должны быть обнаружены и устранены, а возникшие неоднородности скорректированы. Для этого применяется специальный приемник, где путем соответствующей обработки принятой информации выявляют и убирают временные сдвиги, а при обнаружении неоднородностей подстраивают скорость передачи цифровых сигналов дискретной информации. При использовании такого способа ввода дискретной информации и коррекции неоднородностей на приеме коэффициент использования канала можно довести до 0,85...0,9. Если предусмотреть передачу команд согласования скоростей, можно довести коэффициент использования канала до 0,98. Но это потребует соответствующего усложнения оборудования ввода информации на передающей станции и вывода ее на приемной.

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как строится иерархия цифровых систем передачи?
2. Какими способами можно объединять цифровые потоки? Принцип построения такого оборудования.
3. В чем отличия объединения синхронных и асинхронных цифровых потоков?
4. Как производится выравнивание скоростей записи и считывания при объединении асинхронных цифровых потоков?
5. Как строятся структурные схемы трактов передачи и приема оборудования временного группообразования при объединении асинхронных цифровых потоков с двусторонним согласованием скоростей передачи?
6. Как строится временной цикл системы передачи ИКМ-120?
7. Как построены отдельные узлы оборудования асинхронного объединения цифровых потоков?
8. Как строится структурная схема оборудования временного группообразования синхронных цифровых потоков?
9. Как можно организовать выделение цифровых потоков?
10. Как организовать ввод дискретной информации в групповой цифровой поток?

### 6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ИКМ-30

Цифровая система передачи ИКМ-30 предназначена для формирования абонентских и соединительных линий ГТС и пригородной связи и позволяет организовать до 30 каналов ТЧ по парам низкочастотного кабеля ГТС, а при наличии соответствующего оборудования сопряжения и линейного тракта каналоформирующая аппаратура ИКМ-30 может использоваться для систем передачи по оптическим кабелям и РРЛ. Предусмотрена возможность организации канала звукового вещания вместо четырех каналов ТЧ и от одного до девяти каналов передачи дискретной информации со скоростью 8 кбит/с. Один канал передачи дискретной информации организуется в групповом тракте, остальные восемь — вместо одного из каналов ТЧ. Каналы ТЧ ИКМ-30 можно загружать телефонной информацией любого вида без ограничения их числа и способа группировки.

Основные кабели, на которых строится линейный тракт ИКМ-30, — это низкочастотные симметричные кабели типов Т и ТПП с диаметром жил 0,5 и 0,7 мм, но в случае необходимости система обеспечивает заданные параметры и по высокочастотным кабелям ТЗ, ЗК, МКС с диаметром жил 1,2 мм. Линейный сигнал системы строится на основе сверхциклов, циклов, канальных и тактовых интервалов (рис. 6.1).

Сверхцикл передачи (СЦ) представляет собой интервал времени, за который передается информация всех сигнальных каналов (каналов СУВ) и каналов аварийной сигнализации. Длительность сверхцикла в системе ИКМ-30  $T_{\text{сц}} = 2,0$  мс. Сверхцикл состоит из 16 циклов передачи. В течение цикла, длительность которого равна интервалу дискретизации  $T_{\text{ц}} = T_{\text{д}} = 125$  мкс, передаются восьмиразрядные кодовые комбинации 30 каналов ТЧ, кодовые комбинации двух сигнальных каналов или сигнал сверхциклового синхронизации СЦС (либо сигнал потери сверхциклового синхронизма), сигнал цикловой синхронизации ЦС (либо сигнал потери цикловой синхронизации), сигнал дискретной информации.

Цикл передачи соответствует Рекомендации МККТТ G.732 и состоит из 32 канальных интервалов  $КИ_0 \dots КИ_{31}$  с длительностью  $T_{\text{ки}} = 3,91$  мкс.

Канальные интервалы  $КИ_1 \dots КИ_{15}$  и  $КИ_{17} \dots КИ_{31}$  предназначены для передачи информации каналов ТЧ. Каждый канальный интервал состоит из восьми разрядов  $P_1 \dots P_8$ ,  $T_p = 488$  нс. Частота следования циклов передачи равна частоте дискретизации  $f_{\text{ц}} = f_{\text{д}} = 8$  кГц, частота следования канальных интервалов  $f_{\text{к.и}} = 8 \cdot 32 =$

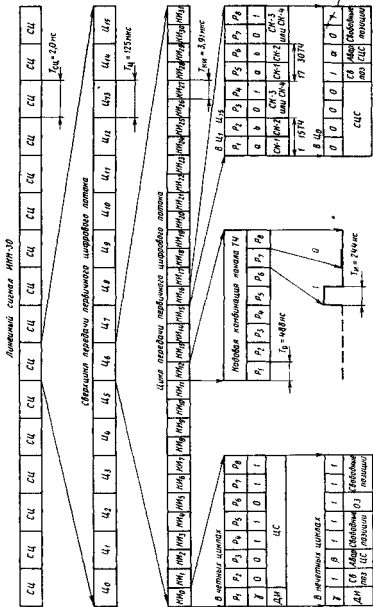


Рис 6.1. Структура цифрового линейного сигнала ИКМ-30 (прямой цифровой поток)

$= 256$  кГц, а частота следования символов (разрядов) в цикле, или тактовая частота  $f_T = 8 \cdot 32 \cdot 8 = 2048$  кГц. Так как в каждом разряде передается 1 бит информации, скорость передачи информации в цифровом потоке линейного сигнала  $v_k = 2048$  кбит/с, а частота следования сверхциклов  $f_{сц} = f_{ц}/16 = 8/16 = 0,5$  кГц.

Цикловой синхросигнал передается в КИ<sub>0</sub> в четных циклах на позициях P<sub>2</sub>...P<sub>8</sub> и имеет вид 0011011. На позициях P<sub>1</sub> нулевого КИ передается сигнал дискретной информации. В нечетных циклах на позиции P<sub>3</sub> передается сигнал сбоя цикловой синхронизации, на позиции P<sub>6</sub> — сигнал проверки остаточного затухания канала ОЗ и на позиции P<sub>2</sub> — символ 1.

В канальном интервале КИ<sub>16</sub> на позициях P<sub>1</sub>, P<sub>2</sub> и P<sub>5</sub>, P<sub>6</sub> в циклах Ц<sub>1</sub>...Ц<sub>15</sub> передаются сигналы СУВ прямого и обратного направления для каждого из двух каналов ТЧ, закрепленных за циклом. Передача СУВ осуществляется поочередно в 15 циклах для 1- и 16-го, 2- и 17-го, 3- и 18-го, ..., 15- и 30-го каналов ТЧ. В том же КИ<sub>16</sub> на позициях P<sub>1</sub>...P<sub>4</sub> в цикле Ц<sub>0</sub> передается сигнал сверхциклового синхронизации 0000, на позиции P<sub>6</sub> — сигнал отсутствия сверхциклового синхронизации, на позициях P<sub>5</sub>, P<sub>8</sub> — единичные символы, на P<sub>3</sub>, P<sub>7</sub> — нулевые символы. Позиции P<sub>2</sub>, P<sub>8</sub> в КИ<sub>16</sub> заняты нулевыми символами и в циклах, отличных от Ц<sub>0</sub>.

Линейный сигнал на тактовых интервалах представляет собой импульсы и пробелы, длительность символа  $240 \pm 30$  нс, амплитуда импульса  $3 \pm 0,3$  В на нагрузке 120 Ом. В системе применен квазитронный линейный код с чередованием полярности импульсов ЧПИ.

Кодовые комбинации в системе получают с помощью кодера с нелинейной характеристикой квантования. Характеристика кодера соответствует логарифмическому закону компандирования  $A = 87,6$ , аппроксимированному 13 сегментами с отношением наклонов соседних сегментов, равным двум. Система цикловой и сверхциклового синхронизации позволяет восстанавливать состояние синхронизма в течение 2 мс. Остаточное затухание каналов системы в двухпроводном окончании может быть установлено равным 1,8; 3,5 и 7,0 дБ, а в четырехпроводном 0 и — 17,3 дБ.

Канал звукового вещания организуется вместо 1-, 9-, 16- и 24-го каналов, а дискретная информация без использования систем тотального телеграфа и модемов систем передачи данных может быть введена в 8-й канал.

Линейный тракт системы строится на основе необслуживаемых регенерационных пунктов (НРП) и обслуживаемых регенерационных пунктов (ОРП). Длины регенерационных участков и секций дистанционного питания представлены в табл. 6.1. Длины регенерационных участков на реальной линии передачи выбираются в процессе проектирования с целью обеспечения номинальной помехозащищенности регенераторов, причем затухание регенерационно-

Таблица 6.1

Тип кабеля	Длина регенерационного участка, км	Максимальное расстояние между ОРП (длина секции ДП), км	Максимальная длина непрерывного участка, по ТЧ, км
T=0,5	0,35 .. 1,5	25	50
T=0,6	0,52 .. 2,3	36	72
T=0,7	0,59 .. 2,6	41	82
ТПП=0,5	0,47 .. 2,0	28	56
ТПП=0,7	0,62 .. 2,7	43	86

го участка на полутаковой частоте  $f_T/2 = 1024$  кГц не должно превышать 36 дБ.

Электропитание оборудования оконечных станций и ОРП осуществляется от станционной батареи напряжением — 60 В, а дистанционное питание НРП — по искусственным цепям постоянным током  $110 \text{ мА} \pm 10\%$  по системе «провод — провод». Напряжение дистанционного питания в зависимости от числа НРП может меняться в пределах 16... 48 В для коротких линий и 35... 245 В для длинных. Линейный тракт охвачен системой телеконтроля, позволяющей выявить поврежденный регенерационный участок или регенератор. Система телесигнализации позволяет осуществлять сигнализацию о пропадании цикловой и сверхцикловой синхронизации на противоположной станции и о понижении избыточного воздушного давления в корпусе НРП.

Оконечные станции и ОРП комплектуются стойками стандартных размеров  $2600 \times 600 \times 225$  мм. В состав оконечного пункта входят: стойка аналого-цифрового оборудования САЦО и стойка оборудования линейного тракта СОЛТ. При организации соединительной линии с числом каналов менее 90 вместо стоек САЦО и СОЛТ может быть использована комбинированная стойка оконечного оборудования СОО.

Обслуживаемые регенерационные пункты комплектуются стойками СОЛТ, но в некоторых случаях в ОРП можно использовать оборудование линейного тракта стойки СОО. Необслуживаемые регенерационные пункты устанавливаются в колодцах кабельной канализации ГТС большого типа и размещаются в специальных герметизированных контейнерах НРП-К12, в которых может располагаться оборудование НРП для 12 систем.

Система комплектуется специализированной контрольно-измерительной аппаратурой: прибором контроля достоверности ПКД-У, пультом контроля регенераторов ПДКР, измерителем затухания кабельной линии ИЗКЛ, измерителем шумов квантования (ИШК), пультом контроля согласующих устройств ПКСУ.

## 6.2. АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ ОБОРУДОВАНИЕ ИКМ-30

**Общие сведения.** Аналого-цифровое оборудование АЦО предназначено для формирования 30-канального цифрового сигнала с временным разделением каналов (первичного цифрового потока ПЦП) со скоростью 2048 кбит/с и формирования 30 сигналов ТЧ на приеме из первичного цифрового потока. Кроме указанных функций АЦО обеспечивает согласование низкочастотных окончатых каналов ТЧ с линейным оборудованием коммутационных систем, организацию сигнальных каналов и передачу сигналов дискретной информации и звукового вещания в групповом цифровом потоке.

На стандартной стойке САЦО размещаются четыре комплекта АЦО и панель обслуживания ПО-1, таким образом, одна стойка САЦО обеспечивает работу четырех систем ИКМ-30. Оборудование АЦО размещается в специальном каркасе на стойке и содержит следующие блоки:

УП — устройство питающее;

СИ (СВ, СВМ) — согласующее устройство исходящее (входящее, входящее междугородного шнура), 30 шт.;

ПП — приемопередатчик, 15 блоков;

ФЛС — формирователь линейного сигнала;

ГЗ — генератор задающий;

ДК<sub>пр</sub>, ДК<sub>пер</sub> — делитель канальный (приема и передачи);

ДЧ<sub>пр</sub>, ДЧ<sub>пер</sub> — делитель частоты (приема и передачи);

КодЦ — кодер (цифровая часть);

КодА — кодер (аналоговая часть);

КС — блок контроля и сигнализации;

Дек — декодер;

Пр. Синхр — приемник синхросигналов;

ПК<sub>пр</sub> — преобразователь кода приема.

Структурная схема АЦО-30 представлена на рис. 6.2. Низкочастотный сигнал проходит через провода *a*, *b* согласующего устройства СУ и далее в тракт передачи блока приемопередатчика ПП канала. В тракте ПП сигнал ограничивается по спектру и после дискретизации поступает в виде импульсов АИМ-1 на вход групповой части, где объединяется с импульсами других каналов.

Групповой АИМ сигнал поступает в блок Код А на устройство выборки и хранения УВХ, формирующее сигнал АИМ-2 и осуществляющее увеличение длительности АИМ сигнала. С выхода усилителя ввода УВв сигнал поступает на компаратор. Цифровая часть кодера Код Ц управляет включением эталонных токов блоков эталонов кодера БЭК и в целом процессом поразрядного взвешивания. Сформированная кодовая комбинация из регистра памяти РП через устройство вывода сигнала кодера УВСК направляется в блок ФЛС на вход устройства объединения УО. Туда же посту-



пают сигналы СУВ от СУ, сигналы цикловой и сверхцикловой синхронизации, сформированные соответствующим формирователем синхросигнала ФСС, аварийные сигналы о сбое ЦС и СЦС и сигналы ДИ. Таким образом, на выходе УО формируется полный формат сверхцикла передачи. Двоичный цифровой поток поступает на преобразователь кода передачи ПК<sub>пер</sub>, формирующий квазитройный линейный сигнал в коде ЧПИ.

В тракте приема АЦО регенерированный квазитройный сигнал поступает из блока РС СОЛТ на блок ПК<sub>пр</sub>. Устройство регенерации РПр обеспечивает регенерацию цифрового сигнала, искаженного на соединительной линии СОЛТ—САЦО (затухание линии на этом участке на полутактовой частоте может достигать 6 дБ).

Преобразователь кода приема обеспечивает формирование двоичного сигнала. Двоичный линейный сигнал проходит через блок Пр. Синхр, в котором соответствующие приемники обеспечивают выделение сигналов ЦС, СЦС, СУВ и аварийных сигналов о сбое ЦС и СЦС на противоположной станции. Выходные сигналы приемников обеспечивают синхронизацию генераторного оборудования и работу сигнальных каналов. Далее групповой ИКМ сигнал поступает на декодер. С выхода последнего квазианалоговый АИМ сигнал проходит через временные селекторы приемных частей блоков ПП и после восстановления фильтрами НЧ оказывается в СУ.

Работа трактов передачи и приема осуществляется под воздействием управляющих сигналов, вырабатываемых генераторным оборудованием передачи и приема. Генераторное оборудование передачи содержит блоки задающего генератора ЗГ и распределителей импульсных сигналов, называемых в системе ИКМ-30 делителями. Генераторное оборудование приема в качестве тактового сигнала использует тактовую частоту, получаемую от ВТЧ ПК<sub>пр</sub>.

Аварийные сигналы поступают в блок контроля и сигнализации КС, который обеспечивает контроль напряжений питания, состояния циклового и сверхциклового синхронизма, блокирующих устройств низкочастотных окончаний каналов и наличие аварийных сигналов в цифровом сигнале, поступающем с противоположной станции. Выходные сигналы КС включают оптическую сигнализацию панели обслуживания ПО-1.

Устройство питания формирует питающие напряжения —5, +5, —12 и +12 В.

**Приемопередатчик АЦО-30.** Приемопередатчик АЦО-30 обеспечивает формированию АИМ сигнала на передаче и восстановление непрерывного сигнала из импульсов АИМ на приеме, кроме того, приемопередатчик организует низкочастотные окончания каналов.

Структурная схема приемопередатчика представлена на рис. 6.3. Низкочастотный сигнал проходит при двухпроводном окончании канала через провода *a*, *b*, дифсистему ДС с балансным контуром БК, удлинитель Уд<sub>1</sub>, формирующий соответствующий уро-



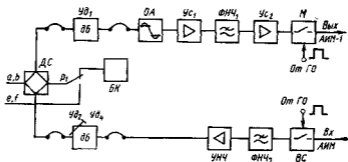


Рис. 6.3. Структурная схема приемопередатчика АСО-30

вень в тракте передачи (суммарное затухание ДС и  $УД_1$  составляет 13 дБ). Ограничитель амплитуд  $ОА$  обеспечивает защиту групповой части от перегрузки.

Усилитель  $УС_1$  в тракте передачи усиливает входной сигнал на 12 дБ и согласует входное сопротивление канала (600 Ом) с входным сопротивлением  $ФНЧ_1$  (6000 Ом). Фильтр с частотой среза 3,4 кГц обеспечивает ограничение спектра сигнала на входе канала с целью согласования спектра с частотой дискретизации  $f_d = 8$  кГц. Буферный усилитель  $УС_2$ , представляющий собой эмиттерный повторитель, согласует высокоомное выходное сопротивление модулятора  $ФНЧ_1$  с низкоомным входным сопротивлением модулятора.

В тракте приема временной селектор  $ВС$  выделяет из группового АИМ сигнала последовательность импульсов данного канала. Фильтр  $ФНЧ_2$  восстанавливает непрерывный сигнал, усилитель  $УНЧ$  согласует выход фильтра со входом канала и обеспечивает измерительный уровень +4,3 дБ на четырехпроводном выходе канала.

С помощью реле  $P_1$  осуществляется переход на четырехпроводный режим канала. Остаточное затухание канала в этом случае регулируется выключением удлинителей (для получения измерительных уровней — 13 и +4,3 дБ) либо подключением их к проводам  $e, f$  (для получения измерительного уровня — 3,5 дБ).

Управляющие сигналы, которые поступают на модулятор и временной селектор  $ВС$ , должны иметь уровни, обеспечивающие оптимальный режим работы этих элементов.

**Кодирующее и декодирующее устройства АСО-30.** Кодер ИКМ-30 построен по принципу поразрядного взвешивания с цифровой компрессией эталонов. Тактовая частота кодера в 2 раза выше тактовой частоты линейного сигнала и составляет 4096 кГц. Длительность процесса кодирования равна длительности четырех тактовых интервалов линейного сигнала  $\Delta t_{код} = 4 \cdot 0,488 = 1,95$  мкс. При этом обеспечивается достаточный временной интервал для преоб-

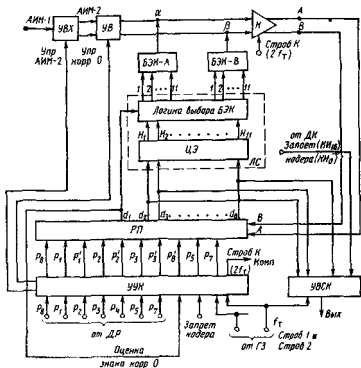


Рис. 6.4. Структурная схема кодера АЦО-30

разования импульсов АИМ-1 в импульсы АИМ-2, что позволяет завершать переходные процессы в аналоговой части кодера при обработке импульса предыдущего канала до прихода импульса АИМ следующего канала и уменьшает переходные помехи между каналами.

На рис. 6.4. показана структурная схема кодера, который содержит аналоговую и цифровую части. Аналоговая часть кодера включает в себя следующие элементы:

устройство выборки и хранения УВХ, в котором осуществляется преобразование АИМ-1 в АИМ-2 с расширением импульса АИМ-2 на время, равное длительности кодирования; усилитель ввода УВ с узлом коррекции нуля кодера, формирующий паразитный выходной сигнал АИМ-2, обеспечивающий работу компаратора;

два одинаковых генератора эталонных токов (блока эталонов кодера БЭК-А и БЭК-В), каждый из которых формирует 11 эталонных токов, позволяющих сформировать шкалу уровней квантования. Отношение величин эталонных токов кратно  $2^n$ ,

дифференциальный стробируемый компаратор К, обеспечиваю-

ший определение полярности сигнала АИМ-2, сравнение его амплитуды с суммой определенного набора эталонных токов, полученных от БЭК, и формирование двончных символов по результатам каждого такта взвешивания.

Цифровая часть кодера состоит из:

регистра памяти РП с логикой управления, обеспечивающего запись и хранение кодовых символов, поступающих от компаратора по цепям обратной связи А и В, и формирование сигналов управления аналоговыми узлами кодера на каждом этапе;

цифрового экспандера ЦЭ, представляющего собой преобразователь 7-разрядной кодовой комбинации  $d_2 \dots d_7$  с выхода регистра памяти в 11-разрядную  $H_1 \dots H_{11}$ , необходимую для включения соответствующих эталонных токов в БЭК;

логических элементов выбора БЭК, обеспечивающих включение эталонных токов в одном из БЭК в зависимости от полярности импульса АИМ-2 (от значения сигнала  $d_1$  на выходе первого разряда регистра памяти);

удвоителя тактовой частоты и распределителя импульсов (устройства управления кодером УУК), формирующего импульсную управляющую тактовую последовательность кодера  $f_{7,к} = 4096$  кГц (Строб К) для стробирования компаратора и импульсные последовательности Р'8, Р'1, Р'2, Р'3, задержанные на половину тактового интервала относительно соответствующих последовательностей

$P_8, P_1, P_2, P_3$ , поступающих в кодер из генераторного оборудования передачи (ДР в схеме блока ДЧ);

преобразователя параллельного кода в последовательный (устройство выборки сигнала кодера УВСК, формирующее выходные кодовые комбинации в последовательном коде.

Структурная схема декодера представлена на рис. 6.5. Декодер построен на принципе суммирования эталонных токов и делится на аналоговую и цифровую части. В состав аналоговой части входят:

два блока эталонов кода БЭК-А и БЭК-В, аналогичные по построению соответствующим узлам кодера;

дифференциальный усилитель  $У_c$ , преобразующий одно

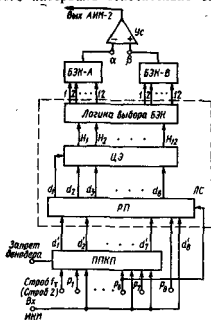


Рис. 6.5. Структурная схема декодера АЦО-30

полярные отсчеты АИМ-2 в биполярный сигнал и обеспечивающий низкое выходное сопротивление декодера;

Основными функциональными элементами цифровой части декодера являются:

преобразователь последовательного кода в параллельный ППКП;

регистр памяти РП с логикой управления, обеспечивающий запоминание кодовой комбинации на время декодирования  $\Delta t_{дек} = 6 \times 0,488 \approx 2,93$  мкс (время декодирования определяет длительность импульса АИМ на выходе декодера);

цифровой экспандер ЦЭ, представляющий собой преобразователь 7-разрядного кода в 12-разрядный (в декодере применено 12 эталонных токов, что позволяет уменьшить искажения сигналов, связанные с резкими скачками амплитуды импульсов АИМ на границе двух сегментов);

логическая схема выбора БЭК, которая обеспечивает включение эталонных токов одного из БЭК в зависимости от значения первого символа кодовой комбинации.

**Генераторное оборудование АЦО-30.** Генераторное оборудование (ГО) формирует и распределяет во времени управляющие импульсные последовательности, определяя последовательность работы цифровых элементов трактов приема и передачи.

Генераторное оборудование АЦО подразделяется на генераторное оборудование тракта передачи (рис. 6.6., а) и аналогичное

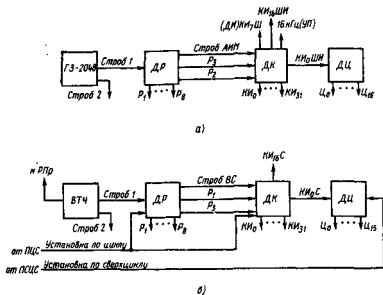


Рис. 6.6. Структурные схемы генераторного оборудования передачи (а) и приема (б) АЦО-30

ему по структуре генераторное оборудование приема (рис. 6.6,б)

Основное отличие ГО передачи от соответствующего оборудования приема заключается в способе формирования тактовой частоты в первом случае используется автономный задающий генератор ГЗ-2048, тогда как ГО приема получает тактовую последовательность импульсов от выделителя тактовой частоты ВТЧ блока ПКПР, что необходимо для обеспечения тактовой синхронизации генераторного оборудования приема с генераторным оборудованием передачи

Основу ГО передачи составляет ГЗ-2048, вырабатывающий управляющие сигналы с тактовой частотой 2048 кГц в виде последовательности прямоугольных импульсов со скважностью  $q=2$  («Строб 1», «Строб 2»). Относительная нестабильность тактовой частоты  $2 \cdot 10^{-5}$

Делитель разрядный ДР представляет собой распределитель, вырабатывающий из сигнала ... Строб 1 .. восемь импульсных последовательностей  $P_1, P_8$  с частотой следования импульсов в последовательности, равной частоте следования разрядов 256 кГц, и длительностью импульса, равной длительности тактового интервала  $T_p=0,488$  мкс, необходимой для работы кодера и декодера. Делитель разрядный вырабатывает также последовательность импульсов Строб АИМ с частотой следования 256 кГц и длительностью 2,93 мкс (на приеме ДР вырабатывает сигнал Строб ВС длительностью 1,95 мкс) Эти сигналы нужны для формирования импульсов управления ключами модуляторов АИМ и временных селекторов приемопередатчиков.

Делитель каналный ДК представляет собой распределитель формирующий 30 импульсных последовательностей с частотой следования 8 кГц и длительностью, определяемой длительностью сигналов «Строб АИМ» или «Строб ВС» 1,95 мкс для управления модуляторами и временными селекторами ( $KI_1, KI_{15}, KI_{17}, KI_{31}$ ) и две импульсные последовательности для управления работой групповой части на канальных интервалах  $KI_{16}$  и  $KI_0$ . При этом длительность управляющих импульсов равна длительности канального интервала 3,9 мкс, поэтому данные импульсы называются широкими, к тому же они инвертированы по отношению к другим последовательностям  $KI$ , поэтому они обозначаются  $KI_0ШИ, KI_{16}ШИ (KI_0С, KI_{16}С$  на приеме) Кроме последовательностей  $KI$  делитель ДК вырабатывает импульсную последовательность с частотой следования 16 кГц для синхронизации устройства питания УП

Делитель цикловой ДЦ представляет собой распределитель, формирующий 16 управляющих импульсных последовательностей с частотой следования импульсов в последовательности, равной частоте следования сверх циклов 0,5 кГц, и длительностью, равной длительности цикла 125 мкс. Эти последовательности ( $Ц_0 .. Ц_{15}$ )

обеспечивают управление работой согласующих устройств и правильное распределение каналов СУВ.

Генераторное оборудование приема синхронизируется за счет принудительной установки триггеров распределителей по сигналам цикловой и сверхцикловой синхронизации.

**Устройство формирования группового ИКМ сигнала и преобразователь кода.** Устройство формирования группового ИКМ сигнала входит в состав блока ФЛС и обеспечивает формирование аварийных и синхросигналов на заданных структурой цикла и сверхцикла тактовых интервалах и объединение кодовых комбинаций каналов ТЧ, сигнальных каналов, каналов ДИ и вспомогательных кодовых комбинаций в групповой ИКМ сигнал заданного формата. Структурная схема устройства представлена на рис. 6.7.

Формирователь циклового синхросигнала ФЦСС обеспечивает получение на временных позициях  $P_4, P_5, P_7, P_8$  единичных символов в канальном интервале  $KI_0$  каждого четного цикла, что обеспечивается подачей на формирователь управляющих импульсных последовательностей  $P_4, P_5, P_7, P_8, KI_0$  и ЦЧ (цикл четный) от генераторного оборудования. Соответствующие устройства ввода (УВ) аварийных сигналов «Извещение ЦС» и «Извещение СЦС» формируют единичные символы на позициях третьего разряда  $KI_0$  нечетного цикла и шестого разряда  $KI_{16}$  нулевого цикла по сигналам «Авария ЦС» и «Авария СЦС». Для этого кроме аварийных сигналов на формирователи подаются соответствующие управляющие импульсные последовательности  $P_3, KI_0, ЦЧ$  и  $P_6, KI_{16}, Ц_0$ , устанавливающие положение сигнала извещения в структуре цикла. Аналогично через устройство ввода, управляемое импульсными последовательностями  $KI_{16}, P_1, P_2$  и  $KI_{16}, P_5, P_6$ , вводятся в групповой ИКМ

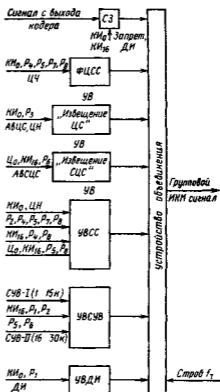


Рис 6.7 Структурная схема устройства формирования группового ИКМ сигнала АЦО-30

сигнал сигналы каналов СУВ. Управляющие последовательности  $KI_0, P_1$  обеспечивают ввод сигналов дискретной информации.

Сигнал с выхода кодера вводится в групповой ИКМ сигнал через схему запрета СЗ, которая запрещает прохождение этого сигнала в промежутки времени, соответствующие служебным канальным интервалам  $KI_0$  и  $KI_{16}$ .

Устройство ввода служебных символов УВСС обеспечивает заполнение некоторых позиций служебных канальных интервалов  $KI_0$  и  $KI_{16}$  единичными символами, исключая появление длинных серий нулей на этих интервалах, что способствует улучшению работы системы тактовой синхронизации и упрощает поиск сверхцикловой синхронизации 0000.

В схемах формирователей и устройств ввода использованы логические элементы И—ИЛИ—НЕ, что позволило получить нулевые символы синхрокombинаций и свободных разрядов методом отсутствия передачи в соответствующие и временные интервалы. Компоненты группового ИКМ сигнала, поступающие в устройство объединения от формирователей, кодера и устройств ввода, последовательно считываются сигналом тактовой частоты «Строб 2».

Преобразователь кода передачи  $ПК_{длр}$  блока ФЛС формирует код ЧПИ и строится по уже рассмотренной схеме преобразователя двоичного кода в код ЧПИ. Особенностью схемы является наличие дополнительных триггеров, обеспечивающих увеличение помехоустойчивости схемы.

**Система контроля и сигнализации стойки САЦО.** Для контроля и наблюдения за состоянием оборудования АЦО на стойке, а также для определения вида аварии стойка снабжена системой контроля и сигнализации, позволяющей обслуживающему персоналу оперативно определять вышедший из строя блок. Оборудование системы контроля и сигнализации располагается в блоках контроля и сигнализации  $KC_1 \dots KC_4$ , панели обслуживания  $ПО_1$  и на плате общестоечной сигнализации. Каждый блок КС контролирует работу одного из четырех блоков АЦО стойки. Панель  $ПО_1$  обеспечивает индикацию аварийных сигналов по видам и системам и управление общестоечной и рядовой сигнализацией.

Контроль и сигнализация обеспечивают индикацию следующих сигналов: аварийных, вызывных и СУВ. Предусматриваются следующие аварийные сигналы, требующие немедленного вмешательства обслуживающего персонала:

сбой цикловой и сверхцикловой синхронизации (сигналы ЦС, СЦС);

извещение о сбое системы синхронизации на противоположной станции (сигналы «Изв. ЦС», «Изв. СЦС»);

пропадание ИКМ сигнала на выходе тракта передачи и на входе тракта приема (сигналы «Пер», «Пр»);

отсутствие основного питающего напряжения стойки (сигнал «—60 В»);

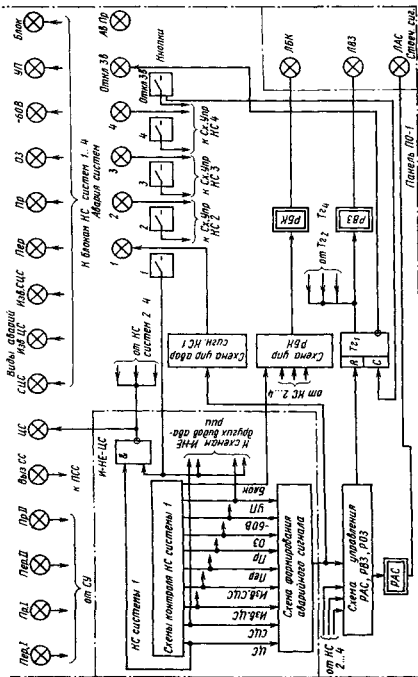


Рис. 6.8. Структурная схема системы аварийной сигнализации стойки САО



выход из строя устройства питания (сигнал «УП»).

Сигналы блокировки канала «Блок» и изменения остаточного затухания «ОЗ» являются сигналами оповещения, такими же являются и сигналы поступления вызова «Выз. СС» и контроля работы канала СУВ.

Блок КС (рис. 6.8) содержит схемы контроля состояния соответствующих блоков комплекта АЦО. Сигнал в виде потенциала логического нуля поступает с выхода соответствующей схемы контроля на схему формирования аварийного сигнала. Аварийные сигналы с каждого из блоков КС четырех АЦО поступают на схему управления реле аварийной сигнализации РАС, РВЗ, РОЗ.

Эта схема включает реле аварийной сигнализации РАС и переключает соответствующий триггер, который, в свою очередь, включает реле включения звонка РВЗ. Реле РАС и РВЗ включают лампы общестанционной сигнализации ЛАС и ЛВЗ и лампы и звонок рядовой и общестанционной сигнализации. При нажатии кнопки «Откл. Зв» на ПО, переключается триггер Тг, реле РВЗ отпускает, выключая ЛВЗ и звонок. Отключение звонка сопровождается включением на ПО, лампы «Откл. Зв» сигналом с того же триггера Тг.

Индикация номера поврежденной системы и вида аварии осуществляется также на ПО<sub>1</sub>. Номер поврежденной системы определяется по включению от схемы формирования аварийного сигнала одной из ламп «Авария системы 1, 2, 3, 4».

При нажатии соответствующей кнопки «Авария системы» на схеме —НЕ блока КС подается отпирающий сигнал. Схемы И—НЕ открываются, пропуская сигнал включения лампочки индикации вида аварии от соответствующей схемы контроля блока КС. Лампы Пер и Пр сигнализируют об аварии блока СУ.

### 6.3. ЛИНЕЙНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ ОКОНЕЧНОЙ СТАНЦИИ

**Общие сведения.** Линейное оборудование оконечной станции размещается на стойке оборудования линейного тракта СОЛТ, обеспечивающей согласование линейного тракта с аппаратурой АЦО, дистанционное питание линейного тракта, телеконтроль и служебную связь. На базе стойки СОЛТ можно строить обслуживаемые регенерационные пункты.

В составе стойки СОЛТ оборудование поставляется функциональными комплектами. Каждый комплект конструктивно размещается на панели, занимающей соответствующую часть стандартной стойки размерами 2600×625×225 мм. Комплект блоков линейного тракта содержит блоки питания регенераторов станционных РС, блоки дистанционного питания ДП и блоки контроля и питания регенераторов КП и располагается на панели дистанционного питания регенераторов ДПР. Комплект блоков служеб-

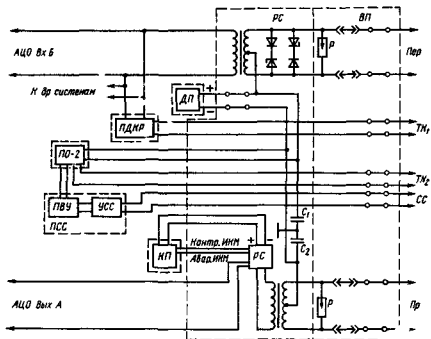


Рис 69. Структурная схема стойки СОЛТ

ной связи состоит из усилителей служебной связи УСС и переговорно-вызывного устройства ПВУ. Комплект служебной связи размещается на панели служебной связи ПСС. Ввод линейного кабеля осуществляется непосредственно в стойку СОЛТ на вводные панели ВП.

Аппаратура телеконтроля располагается в составе панели обслуживания ПО<sub>2</sub> и на пульте дистанционного контроля регенераторов ПДКР, конструктивно выполненного в виде панели стойки.

Структурная схема стойки представлена на рис. 6.9. Цифровой сигнал от АЦО поступает в тракт передачи через трансформатор и систему защиты, располагающуюся в блоке РС, и далее через вводную панель ВП (измерительные гнезда и штифты для распайки кабеля) в кабель. В тракте приема цифровой сигнал от прилегающего регенерационного участка проходит через ВП и стационарный регенератор, восстанавливающий форму и временные соотношения в принимаемом цифровом сигнале.

Система защиты тракта приема состоит из разрядника Р. Защита РС осуществляется в схеме регенератора. Восстановленный цифровой сигнал из блока РС поступает в приемную часть АЦО.

На стойке может размещаться пять ВП, каждая из которых

содержит две планки с коммутационными штифтами для подключения кабелей и контрольно-измерительные гнезда. На первую планку заводятся цепи приема, а на левую — цепи передачи. Разнос цепей в пространстве обеспечивает выполнение норм на переходное затухание и на ближнем конце. Всего на планку может быть заведено девять пар кабеля. Защита станционных цепей от опасных напряжений осуществляется разрядниками Р-27. Шесть пар каждого направления подключены к цепям РС.

Панель дистанционного питания регенераторов ДПР (на схеме на выделена) содержит блоки РС, ДП и контроля и питания станционных регенераторов КП. В блоке КП размещается устройство питания РС, устройство контроля перегорания предохранителей цепей питания регенераторов, устройство контроля пропадания цифрового сигнала на выходе РС, устройство включения аварийной сигнализации. Система питания, примененная в блоке КП, позволяет вынимать из включенной стойки любой блок РС без нарушения работы остальных.

Всего на стойке возможно размещение до восьми панелей ДПР, каждая из которых содержит по одному блоку КП, до трех блоков РС и до трех блоков ДП. При максимальном заполнении стойки оборудование ДПР обеспечивает функционирование линейных трактов 30 систем. Дистанционное питание поступает из блоков ДП (для длинных линий) либо ДПК (для коротких линий) в средние точки линейных трансформаторов блоков РС.

Для организации служебной связи на ПСС устанавливается до шести блоков УСС и блок переговорно-вызывного устройства ПВУ. Микрофонная трубка системы служебной связи располагается на панели ПО-2. Цепи служебной связи подключаются на вводных панелях 1 ... 4 к местам 7 ... 9 пары. В зависимости от условий организации связи цепи служебной связи могут быть двух- или четырехпроводными.

Система телеконтроля стойки СОЛТ позволяет контролировать состояние цепей ДП, давление в корпусе НРП и определять место обрыва кабеля. Эта задача решается схемами контроля и сигнализации, расположенными на панели ПО-2.

Для организации телеконтроля (максимум по шести направлениям) используются пары кабеля, которые в ВП подключаются к местам 7 ... 9.

Пульт дистанционного контроля регенераторов ПДКР позволяет дистанционно контролировать работоспособность генераторов с использованием пар телеконтроля, подключенных к ПО-2.

Промышленно выпускается также стойка СОЛТ-М, рассчитанная на размещение 24 комплектов линейного тракта по ОП (или 12 двусторонних комплектов на ОРП). Стойка СОЛТ-М содержит восемь ВП, обеспечивающих ввод 78 рабочих и 132 резервных пар кабеля. Резервные пары в процессе развития ЛАЦ можно переключать на другие стойки СОЛТ. Стойка комплектуется

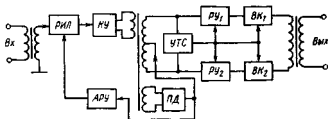


Рис. 6.10. Структурная схема станционного регенератора РС ИКМ-30

модернизированными блоками РС и КП, позволяющими определять коэффициент ошибок на выходе РС и включать сигнализацию при верности передачи ниже  $10^{-5}$ .

Стойка содержит панель обслуживания ПО-3, обеспечивающую функции, несколько расширенные по сравнению с ПО-2. В состав стойки входит датчик контрольного сигнала. В отличие от стойки СОЛТ, в которой формировался контрольный сигнал регулярного типа (см. § 6.5) в стойке СОЛТ-М контрольный сигнал представляет собой псевдослучайную последовательность с большим периодом повторения.

**Станционный регенератор РС.** Блок станционного регенератора состоит из платы регенератора и платы контроля ошибок регенератора. Особенностью РС ИКМ-30 (рис. 6.10) является наличие пикового детектора ПД, напряжение на выходе которого равно половине амплитуды импульса на выходе корректирующего усилителя КУ. Такая схема позволяет автоматически поддерживать постоянный уровень сигнала на входе решающего устройства РУ и эффективно управлять работой системы АРУ КУ. В качестве элемента, регулирующего АЧХ аналоговой части регенератора, используется регулируемая искусственная линия РИЛ, позволяющая дополнять затухание регенерационного участка на полутактовой частоте до величины 36 дБ.

**Оборудование служебной связи.** Оборудование расположено на панели служебной связи ПСС, упрощенная структурная схема которой приведена на рис. 6.11. В состав блока усилителей служебной связи УСС входят три двусторонних линейных усилителя ЛУС<sub>1</sub>, ЛУС<sub>2</sub> и ЛУС<sub>3</sub>, каждый из которых может быть подключен к кабельной паре. На оконечном пункте используется один ЛУС. На ОРП без ответвления используется два ЛУС, каждый из которых подключается к парам служебной связи в сторону станций А и Б соответственно. На ОРП с ответвлением используются все три ЛУС. Двухпроводные или четырехпроводные кабельные цепи служебной связи подключаются ко входу дифсистемы ДС.

Переключение канала служебной связи на двухпроводный или четырехпроводный режим осуществляется перепайкой в ДС. Ли-

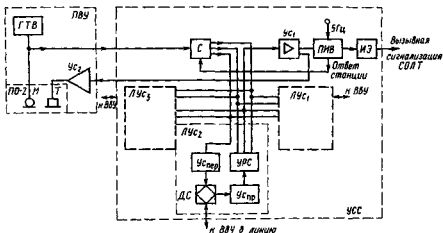


Рис. 6.11. Упрощенная структурная схема панели служебной связи стойки СОЛТ НКМ-30

нейный усилитель содержит ДС, усилители передачи и приема  $У_{спер}$ ,  $У_{спр}$  и устройство разделения сигналов УРС. Последнее распределяет сигналы на входы  $У_{спер}$  других ЛУС и к приемнику избирательного вызова, тем обеспечивается транзит и разветвление сигналов служебной связи в ОРП.

Сигналы с выхода микрофона М и вызывные с выхода ГТВ, расположенного в ПВУ, объединяются на входе схемы сумматора С и поступают на входы усилителей передачи всех направлений. Принимаемые сигналы служебной связи с выхода УРС поступают на вход вспомогательного усилителя  $У_{с1}$  и далее на телефонный усилитель  $У_{с2}$  и приемник избирательного вызова ПИБ. Если принимаемый сигнал вызывной (с частотой, на которую настроен ПИБ), ПИБ срабатывает и включает вспомогательный элемент ЦЭ вызывной сигнализации панели и стойки. При этом на выходе ПИБ формируется сигнал «Ответ станции», представляющий собой вызывной сигнал, модулированный частотой 5 Гц (т. е. прерывистый вызывной сигнал с частотой прерывания 5 Гц). Генератор тонального вызова выдает десять вызывных импульсных последовательностей с частотой следования импульсов от 1100 до 2000 Гц через 100 Гц; ПИБ может быть настроен на одну из этих частот.

Подключение ПВУ к определенному каналу служебной связи и посылка вызова осуществляется коммутационным устройством, управляющие кнопки которого располагаются на передней панели.

#### 6.4. ЛИНЕЙНЫЙ ТРАКТ. РЕГЕНЕРАТОРЫ

Основу линейного тракта составляют необслуживаемые регенерационные пункты, размещаемые в зависимости от типа кабеля через 1,2 ... 2,5 км. Оборудование линейного тракта промежуточных необслуживаемых пунктов размещается в контейнерах НРП-К12, в каждом из которых помещается до 12 блоков линейных регенераторов РЛ и один блок контроля регенераторов КР.

Конструктивно НРП-К12 выполнен в виде чугунного контейнера, состоящего из корпуса и крышки. На крышке контейнера установлен воздушный вентиль, через который в контейнер накачивается воздух, и разъем для подключения аппарата служебной связи. Для соединения НРП-К12 с магистральным кабелем корпус снабжен входом, состоящим из герметичной муфты и двух стабильных ТГ-50×2×0,7. В состав регенератора кроме блоков РЛ и КР входит коммутационное поле, обеспечивающее подключение регенераторов устройств телеконтроля и служебной связи к определенным парам кабеля. На коммутационной панели размещены также сигнализатор понижения давления СПД, блокирующая кнопка и планка с резисторами системы телеконтроля. Габаритные размеры НРП-К12 1000×380×355 мм.

Структурная схема блока РЛ приведена на рис. 6.12. В состав блока входят два РЛ на два направления передачи, приемник дистанционного питания ПДП и линейные трансформаторы.

Структурная схема линейного регенератора и временные диаграммы его работы представлены на рис. 6.13. Ослабленный и искаженный в процессе прохождения по кабельной паре цифровой сигнал через симметрирующий трансформатор  $Tr_1$  поступает на вход линейного корректора ЛК, в состав которого входят регулируемая искусственная линия РИЛ, корректирующий усилитель КУ, устройство автоматической регулировки уровня АРУ и устройство разделения импульсов по полярности УР.

Усилитель КУ корректирует форму импульсов цифрового сигнала при максимальном затухании предшествующего регенерационного участка таким образом, что на выходе усилителя импульсы имеют колоколообразную форму, амплитуду 2,4 В при ширине на уровне половины амплитуд, равной длительности тактового интервала. Затухание РИЛ устанавливается системой АРУ так, чтобы при изменении затухания кабельной цепи ампли-

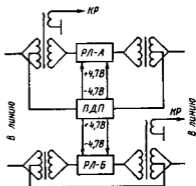


Рис. 6.12. Структурная схема блока линейного регенератора НРП-К12

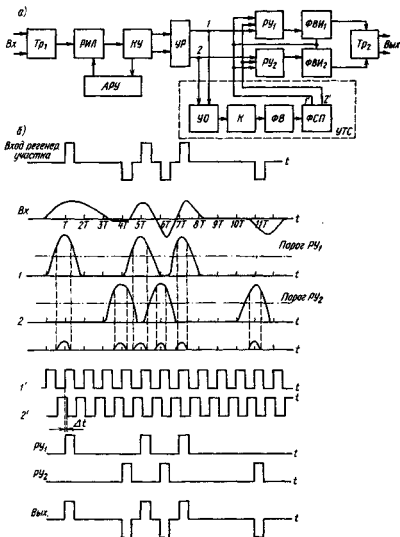


Рис. 6.13. Структурная схема (а) и временные диаграммы работы (б) РЛ

туда импульсов на выходе ЛК сохранялась неизменной.

Скорректированный bipolarный цифровой сигнал преобразуется устройством разделения на однополярные последовательности положительных и инвертированных отрицательных импульсов. Эти последовательности поступают на входы решающих устройств  $РУ_1$  и  $РУ_2$ , где происходит опознавание кодовых символов. Восста-

новление импульсов по форме, длительности и временному положению происходит в формирователе выходных импульсов ФВИ. Регенерированные импульсы с ФВИ объединяются в симметрирующем трансформаторе  $Tr_2$  и поступают на вход следующего регенерационного участка. Управление работой  $PY_1$  и  $PY_2$  осуществляется двумя последовательностями прямоугольных импульсов, обеспечивающих тактовую синхронизацию и восстановление временных интервалов.

Временное положение фронта импульсов первой последовательности (в точке 1) определяет моменты опознавания кодовых символов и положение фронта регенерированных импульсов, срезом этих же импульсов формируется срез регенерированных импульсов. Импульсы второй последовательности (в точке 2), полученные за счет задержки по отношению к импульсам первой последовательности, запирают входы  $PY$ , чем обеспечивается работа регенератора в режиме стробирования. Длительность стробирования равна интервалу времени между фронтом импульсов первой и срезом импульсов второй последовательности  $\Delta t$ .

Формирование синхросигналов осуществляется устройством тактовой синхронизации УТС, выполненным по классической схеме выделения тактовой частоты.

После выпрямления и ограничения снизу (в усилителе-ограничителе УО) импульсы поступают на контур ударного возбуждения К. С выхода контура квазигармонический сигнал с тактовой частотой через фазовращатель ФВ поступает на формирователь синхропоследовательностей ФСП, формирующий из квазигармонического сигнала последовательность прямоугольных импульсов с тем же периодом.

## 6.5. СИСТЕМА ТЕЛЕКОНТРОЛЯ РАБОТЫ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА

Телеконтроль линейного тракта в системе ИКМ-30 позволяет определять с обслуживаемой станции номер поврежденного участка, характер повреждения (повреждение кабеля или НРП), неисправный регенератор либо НРП с пониженным давлением в корпусе (вскрытый НРП). Кроме того, система телеконтроля предусматривает проверку работоспособности шести резервных линейных трактов по оценке прохождения по ним сигнала.

Устройства телеконтроля располагаются на панели ПО-2 стойки СОЛТ. Для телеконтроля используется также пульт дистанционного контроля регенераторов ПДКР, расположенный под панелью ПО-2 на стойке СОЛТ.

Устройства телеконтроля позволяют контролировать до десяти НРП по специальной паре. При большем числе НРП контроль осуществляют с двух станций, обрывая пару телеконтроля на ОРП либо НРП, в котором организуется шлейф дистанционного



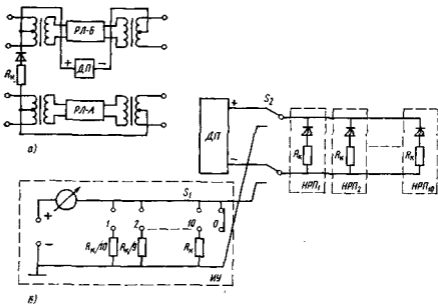


Рис. 6.14. Схема определения места обрыва кабеля по цепи ДП

питания. Если между ОП и ОРП располагается менее десяти НРП, в ОРП можно проключить насквозь пару телеконтроля, обеспечивая прохождение сигнала на обе секции дистанционного питания.

Рассмотрим принципы организации телеконтроля в линейном тракте ИКМ-30. Определение места обрыва кабеля не требует организации специальной пары телеконтроля, так как для этой цели используют цепь ДП.

Для реализации способа определения места обрыва по цепи ДП в НРП включается контрольная цепочка, состоящая из диода и резистора сопротивлением  $R_k = 200$  кОм (рис. 6.14, а). При нормальной полярности напряжения ДП диоды всех НРП закрыты и контрольные цепочки не влияют на дистанционное питание РЛ. Для контроля во всех НРП в цепь ДП включен резистор с сопротивлением  $R_k = 200$  кОм (рис. 6.14, а). При подаче напряжения от блока ДП ток через эти резисторы не проходит, так как диоды закрыты. Для определения участка обрыва цепи ДП переключателем  $S_2$  подключается измерительное устройство ИУ (рис. 6.14, б). Оно содержит источник напряжения 40 В, стрелочный прибор, магазин сопротивлений  $R_k, R_k/2, R_k/3, \dots, R_k/10$ . Источник напряжения подключается полярностью, обратной ДП. В этом случае резисторы  $R_k$  оказываются включенными параллельно друг другу. Прибор

Таблица 6.2

Номер НРП	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$R_{д.э.}$ кОм	22,1	44,2	66,3	88,7	100,8	132,9	155,0	178,0	200,1	222,2

отградуирован так, что стрелка будет находиться в секторе, если общее сопротивление равно  $R_{н}/10$ . Когда цепь ДП не имеет обрыва, переключатель  $S_1$  в положении 0. В случае обрыва в цепи ДП окажутся включенными резисторы только до места обрыва. Подбором сопротивлений прибора добиваются их суммарного значения, равного  $R_{н}/10$ . По положению переключателя  $S_2$  определяют участок обрыва.

Для определения номера НРП с пониженным давлением в корпусе (вскрытого) к паре телеконтроля в каждом НРП через контакт на замыкание сигнализатора пониженного давления подключается резистор. Его сопротивление  $R_{д.э.}$  в каждом из  $n$  НРП в секции дистанционного питания определяется по табл. 6.2.

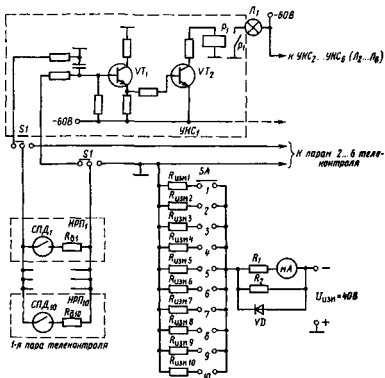


Рис. 6.15. Схема определения вскрытого регенератора

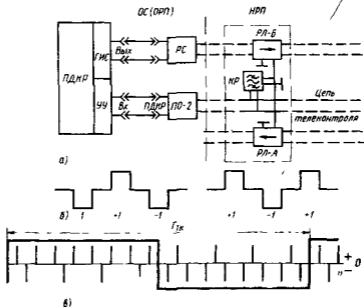


Рис. 6.16. Схема определения неисправного регенератора методом триад и принцип формирования испытательного сигнала

В панели ПО-2 на стойке СОЛТ в каждой паре цепи телеконтроля подключено устройство контроля и сигнализации УКС; к каждой паре может быть подключена также схема определения номера вскрытого НРП. При падении давления в корпусе НРП ниже 20 кПа (0,2 атм) происходит замыкание контакта СПД. При этом через соответствующий резистор  $R_d$  на базу транзистора  $VT_1$  УКС подается положительный потенциал (рис. 6.15), открывающий транзистор. Открывается также транзистор  $VT_2$ , и срабатывает реле  $P_1$ . Через контакты последнего включается стоечная сигнализация и лампочка индикации номера поврежденной пары телеконтроля на ПО-2.

Кнопкой ПО-2 пара телеконтроля с соответствующим номером (указанным под кнопкой) подключается к измерительной схеме. Переключателем подбирается измерительный резистор  $R_{изм}$ , соответствующий величине  $R_d$ , дополняющий  $R_d$  до 222,2 кОм и обеспечивающий определенный ток через измерительный прибор (установку стрелки в закрашенный сектор). По положению переключателя определяют номер вскрытого НРП.

Определение неисправного линейного регенератора осуществляется с использованием ПДКР. Схема организации телеконтроля представлена на рис. 6.16, а. На каждом НРП к паре цепи телеконтроля подключен полосовой фильтр с узкой полосой пропуска-

Таблица 63

Номер НРП	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$f_{\text{ср.}}$ , Гц	1103	1143	1185	1231	1280	1333	1391	1455	1524	1600

ния (блок КР). Частоты фильтров КР в зависимости от номера НРП представлены в табл. 6.3.

От генератора испытательного сигнала ГИС ПДКР в линейный тракт подается специальный испытательный сигнал, структура которого зависит от номера контролируемого НРП. При этом в соответствующем НРП с выхода РЛ контролируемого направления поступает ответный сигнал телеконтроля, формируемый блоком КР. Ответный сигнал телеконтроля представляет собой НЧ гармонический сигнал с частотой, равной частоте  $f_{\text{ср}}$  фильтра КР. С выхода КР этот сигнал проходит через пару цепи телеконтроля на указатель УУ ПКДР.

Падение уровня ответного сигнала ТК ниже определенной нормы или полное отсутствие сигнала свидетельствует о неисправности контролируемого РЛ.

При таком методе контроль РЛ возможен только в последовательном алгоритме, начиная с первого НРП с обязательной незамедлительной заменой каждого неисправного РЛ в процессе контроля.

Рассмотрим принцип формирования сигнала ГИС. Сигнал, формируемый ГИС, строится из пакетов триад (рис. 6.16, б). Число (плотность) триад в пакете может меняться. Построение испытательных сигналов возможно в трех вариантах. Сигнал  $\pm 0$  формируется из пакетов чередующейся полярности, причем в самом пакете полярность триад повторяется и изменяется на противоположную в начале следующего пакета. Длительность пакета связана с частотой телеконтроля НРП секции ТК соотношением  $T_{\text{пак}} = 1/(2f_{\text{ТК}})$  сигналы  $+0$  и  $-0$  состоят из чередующихся пакетов, причем если в предыдущем пакете полярность составляющих его триад не меняется, то в последующем полярность составляющих его триад чередуется (рис. 6.16, в).

Такие сигналы содержат мощную НЧ составляющую (обведена на рисунке). Период ее равен периоду следования пакетов в испытательном сигнале и, следовательно, частота этой НЧ составляющей равна частоте телеконтроля соответствующего НРП. При проведении телеконтроля эта составляющая выделяется фильтром КР.

Неисправный РЛ обычно дает большое число ошибок, искажающих структуру испытательного сигнала, при этом НЧ составляющая с частотой телеконтроля в сигнале на выходе РЛ будет либо

отсутствовать, либо иметь очень низкий уровень, что и зафиксируется после выделения ее из спектра ГИС фильтром КР.

## 6.6. СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИКМ-30С

Первичная цифровая система передачи ИКМ-30С предназначена для организации линий передачи на базе сельских кабелей КСПП-1×4×1,2 или КСПП-1×4×0,9 по однокабельной схеме. Система позволяет организовать: 30 каналов тональной частоты, используемых в качестве соединительных либо абонентских линий СТС; до 90 сигнальных каналов СК (по три СК на каждый канал ТЧ), служащих для передачи сигналов управления и линейных сигналов между станциями СТС; канал вещания второго класса вместо четырех каналов ТЧ; канал передачи дискретной информации и общий канал сигнализации ОКС через унифицированные противонаправленные цифровые стыки, со скоростью 64 кбит/с. Система позволяет организовать выделение части телефонных каналов и разветвление остальных каналов на два направления на станции разветвления СР. Число таких станций в одной системе может достигать трех.

Построение временного цикла передачи и линейного сигнала системы ИКМ-30С аналогично построению временного цикла и линейного сигнала системы ИКМ-30, благодаря чему возможна их совместная работа. Скорость передачи линейного сигнала 2048 кбит/с. В системе используются линейные коды с чередованием полярности импульсов ЧПИ или с повышенной плотностью единиц МЧПИ. Расстояние между питающими станциями при использовании кабеля КСПП-1×4×0,9 не должно превышать 90 км, а кабеля КСПП-1×4×1,2 — 110 км. Так как каждая СР может быть питающей, максимальная дальность связи при трех допустимых СР на кабеле КСПП-1×4×0,9 составляет 360 км, на кабеле КСПП-1×4×1,2 — 440 км.

Одна система ИКМ-30С позволяет организовать связь между восемью пунктами путем распределения 30 каналов между ними. Предусматривается также организация поперечных каналов между оконечными станциями.

Максимальное затухание регенерационного участка на полутактовой частоте системы 1024 кГц не должно превышать 36 дБ. Максимальное число необслуживаемых регенерационных пунктов между питающими станциями 28.

Система телеконтроля ИКМ-30С позволяет организовать полуавтоматический контроль исправности РЛ методом шлейфа по цифровому сигналу. Служебная связь по искусственным цепям с помощью аппаратов линейных обходчиков АЛО организуется в пределах секции дистанционного питания. Максимальное напряжение дистанционного питания 240 В, ток дистанционного питания  $75 \pm 7,5$  мА, мощность, потребляемая одним НРП, 0,75 Вт. Электро-

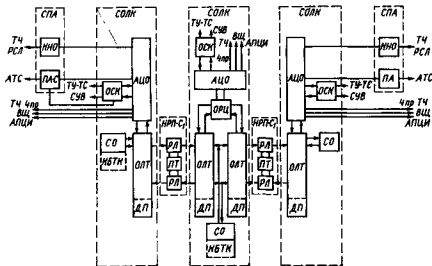


Рис. 6.17. Структурная схема системы передачи ИКМ-30С

питание оконечных пунктов и СР осуществляется от стационарных источников тока напряжением 60 В.

Каналы ТЧ системы могут работать в четырехпроводном режиме с измерительными уровнями  $-13$  и  $+4,3$  дБ,  $-3,5$  и  $-3,5$  дБ (оконечный режим и четырехпроводный транзит) и двухпроводной режим с остаточным затуханием 7,0 дБ; 3,5 дБ; 1,8 дБ.

Канал вещания организуется вместо 1-, 9-, 16- и 24-го каналов ТЧ и имеет измерительные уровни на выходе и входе  $-9,0$  и  $+6,0$  дБм соответственно.

Система позволяет организовать два канала передачи дискретной информации в нулевом (или восьмом) и шестнадцатом канальных интервалах со скоростью передачи 64 кбит/с для  $KI_8$  или  $KI_{16}$  и 8 кбит/с для  $KI_0$ .

Обобщенная структурная схема ИКМ-30С представлена на рис. 6.17. Оконечная аппаратура одной системы состоит из четырех частей, размещаемых на стойке линейного и каналообразующего оборудования СОЛК: аналого-цифрового оборудования АЦО, оборудования линейного тракта ОЛТ, оборудования сигнальных каналов ОСК и сервисного оборудования СО. На станциях разветвления устанавливается стойка, содержащая оборудование цифрового разветвления ОРЦ.

Аналого-цифровое оборудование формирует из телефонных сигналов, сигналов вещания и дискретной информации цифровой поток со скоростью 2048 кбит/с, в котором содержатся также и сигналы управления, сформированные ОСК. Оборудование ли-

нейного тракта обеспечивает регенерацию линейного сигнала и дистанционное питание НРП. Для организации дистанционного питания в ОЛТ устанавливается отдельно поставляемый блок ДП.

На питающей станции вместе с блоками ДП устанавливается в обязательном порядке комплект блоков телеконтроля КБТК. Контроль РЛ осуществляется организацией шлейфа по цифровому сигналу в блоке ПТ по команде от КБТК.

При использовании каналов ТЧ в качестве соединительных линий между АТС для согласования этих каналов с оборудованием станций предусмотрены блоки низкочастотных окончатых каналов КНО. Для организации абонентских линий вместо КНО устанавливаются комплекты прямых абонентов ПА-С на центральной станции и ПА на оконечной. Блоки КНО и ПА размещаются на стойке прямых абонентов СПА, содержащей согласующее оборудование на 60 каналов. Возможна также установка согласующего оборудования на стойке СОЛК.

Для организации канала вещания используется комплект блоков вещания, устанавливаемый вместо соответствующих канальных блоков.

Сигналы управления и взаимодействия СУВ передаются по сигнальным каналам, образуемым в ОСК, и через унифицированный противонаправленный стык вводятся в канальный интервал  $KI_{16}$ . К цифровому стыку  $KI_{16}$  может быть подключено оборудование общего канала сигнализации ОКС.

Сигналы аппаратуры передачи цифровой (дискретной) информации АПЦИ, подключаемой к соответствующим цифровым стыкам, вводятся в канальные интервалы  $KI_0$  и  $KI_8$ . Оборудование цифрового разветвления ОРЦ представляет собой устройство, осуществляющее перераспределение каналов, приходящих с четырех направлений: 0, 1, 2, 3. Центральная станция, подключаемая к направлению 0, имеет связь с направлениями 1, 2, 3 по  $n$ ,  $k$ ,  $m$  каналам соответственно ( $n+k+m \leq 30$ ).

В направлениях ЦС — ОС, ЦС — РС используемое число каналов меньше 30, поэтому не используемые на ОС для связи с ЦС каналы могут быть применены для организации поперечных связей ОС—ОС. В этом случае поперечные связи могут быть организованы между направлениями 1 и 3 по  $k$  каналам, 1 и 2 — по  $m$  каналам, 2 и 3 — по  $n$  каналам. Такой режим работы ОРЦ носит название «квадрат». Возможно использование ОРЦ для перераспределения каналов на три направления (режим «треугольник»): 0, 1, 2. При этом число каналов в направления не должно превышать 15. Необслуживаемый регенерационный пункт НРП-С<sub>1</sub> содержит два односторонних линейных регенератора РЛ и блок питания и телеконтроля ПТ.

## КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Поясните принцип построения цикла системы передачи ИКМ-30.
2. Назовите состав оборудования ОП и НРП ИКМ-30 и назначение отдельных конструктивных единиц.
3. Какие функции выполняют структурные элементы блоков Код А и Код Ц?
4. Поясните функции элементов генераторного оборудования ЗГ, ДР, ДК, ДЦ.
5. Каким образом в блоке ФЛС формируется кодовая комбинация цикла вой синхронизации?
6. За счет чего на выходе блока Декод формируются двухполярные импульсы АИМ, если в состав декодера входят два ГЭТ, дающие токи только от ридательной полярности?
7. Каковы функции структурных элементов стойки СОЛТ ИКМ-30?
8. Как учитываются в схеме РЛ возможные изменения затухания регенерационного участка в определенных пределах?
9. Каким образом действует схема определения НРП с пониженным давлением?
10. Как определяется номер поврежденного регенерационного участка?
11. Каким образом определяется неисправный РЛ?
12. Каким образом функционирует подсистема служебной связи ОП—НРП в линейном тракте ИКМ-30?
13. Чем отличается конструктивное оформление оборудования ИКМ-30С от оборудования ИКМ-30?
14. Каковы особенности построения линейного тракта ИКМ-30С?

## Глава 7 СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИКМ-15

---

### 7.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

**Характеристика системы.** Цифровая субпервичная система передачи ИКМ-15 предназначена для организации соединительных или абонентских линий СТС. Линейный тракт системы организуется по кабелю типа КСПП-1×4×0,9 или КСПП-1×4×1,2 по однокабельной схеме.

Аппаратура ИКМ-15 позволяет организовать: 15 каналов ТЧ, до 45 сигнальных каналов (от одного до трех вынесенных сигнальных каналов на одном канале ТЧ), четыре канала передачи дискретной информации со скоростью 100 бит/с или два канала со скоростью 200 бит/с, один канал вещания второго класса вместо двух каналов ТЧ. Имеется возможность вместо одного канала ТЧ организовать канал передачи цифровой информации со скоростью 64 кбит/с.



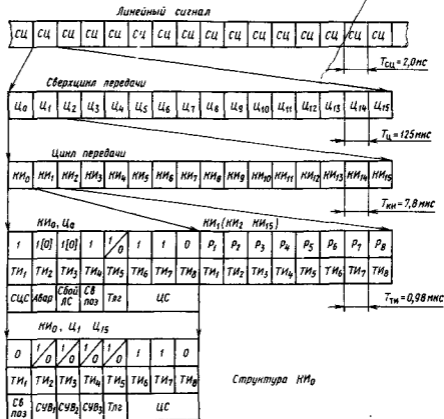


Рис. 7.1. Принцип построения цифрового линейного сигнала ИКМ-15

Линейный сигнал передается со скоростью 1,024 Мбит/с двоичным кодом с символами, «затянутыми» на тактовый интервал. Номинальная амплитуда единичного символа линейного сигнала 3 В, длительность  $T_n = 0,98$  мкс.

Линейный сигнал (рис. 7.1) строится на основе сверхциклов передачи, каждый из которых содержит 16 последовательных циклов  $Ц_0, Ц_1, \dots, Ц_{15}$ . Длительность сверхцикла  $T_{сц} = 2,0$  мс, длительность цикла  $T_{ц} = 125$  мкс, что соответствует частоте дискретизации аналогового сигнала  $f_d = 8$  кГц. Каждый цикл содержит 16 канальных интервалов  $Ки_0, Ки_1, Ки_2, \dots, Ки_{15}$ , длительность каждого канального интервала  $T_{ки} = 7,8$  мкс. Канальный интервал состоит из восьми тактовых интервалов  $ТИ_1 \dots ТИ_8$  по 0,98 мкс. На канальных интервалах  $Ки_1 \dots Ки_{15}$  располагаются восьмиразрядные кодовые комбинации, относящиеся к соответствующим каналам ТЧ. Каж-

дый из восьми разрядов  $P_1 \dots P_8$  кодовой комбинации занимает один соответствующий ему тактовый интервал ТИ.

Нулевой каналный интервал  $KI_0$  служит для передачи синхросигналов, сигналов дискретной информации (телеграфии), сигналов управления и линейных сигналов АТС СТС.

Сигнал цикловой синхронизации в виде стационарной трехразрядной кодовой комбинации 110 присутствует на интервалах  $ТИ_0 \dots ТИ_8$  нулевых КИ всех циклов. В начале каждого сверхцикла на месте  $ТИ_1, KI_0, Ц_0$  передается сигнал сверхциклового синхронизации СЦС, который обеспечивает правильное распределение информации по сигнальным каналам  $СУВ_1 \dots СУВ_3$ . Информация сигнальных каналов располагается на  $ТИ_2 \dots ТИ_4$  нулевого КИ, а интервал  $ТИ_5$  используется для передачи информации, поступившей от телеграфных каналов.

Линейный тракт системы состоит из оконечных станций ОС, промежуточных необслуживаемых регенерационных станций ПС, обслуживаемых промежуточных регенерационных станций ОПС. Благодаря наличию устройств АРУ длина регенерационного участка в регенераторах может меняться в широких пределах и составляет 4,0 ... 7,2 км для кабеля КСПП-1×4×0,9 и 4,3 ... 7,4 км для кабеля КСПП-1×4×1,2; при этом затухание регенерационного участка находится в пределах 26 ... 46 дБ. Максимально возможное расстояние ОС — ОС составляет 50 км, а при одной разрешенной ОПС дальность действия аппаратуры может достигать 100 км. Минимальная длина приставочных регенерационных участков 1,0 км, их затухание может быть доведено до минимально допустимого за счет наличия на ОС или ОПС искусственных линий ИЛ-3 с эквивалентной длиной 3 км. Дистанционное питание ПС (не более семи) осуществляется от ОС или ОПС стабилизированным постоянным током  $I_{дт} = 85$  мА по системе «провод — провод».

Односторонняя служебная связь в линейном тракте осуществляется на НЧ без промежуточных усилителей с использованием искусственной цепи. Тональный вызов служебной связи передается на частоте 552 Гц. Дальность действия служебной связи 50 км. Линейный тракт контролируется путем организации шлейфа по групповому сигналу на одной из оконечных станций.

Команда на образование шлейфа по групповому сигналу дается специальным устройством, входящим в состав ИКМ-15, с помощью двукратной переполюсовки дистанционного питания, производимой  $n+1$  раз, где  $n$  — число ПС на секции дистанционного питания. Станция, образующая шлейф, выдает на противоположную станцию квитирующий тональный сигнал частотой 512 Гц по искусственной цепи.

Питание оборудования ОС осуществляется от станционной батареи напряжением  $-60$  В  $^{+20}_{-10}$  %.

**Состав оборудования.** Аппаратура ИКМ-15 поставляется промышленностью в законченном конструктивном исполнении для промежуточных и оконечных станций. Промежуточная станция поставляется полностью укомплектованной. Оконечные станции комплектуются из функционально-конструктивных блоков.

Каждый блок выполняет определенную функцию и состоит из ячеек, содержащих схемный монтаж. Разработчики системы ИКМ-15 отказались от стоечного принципа конструктивного оформления аппаратуры, что позволяет в значительной мере экономить материалы и кабельную продукцию как при изготовлении, так и при монтаже аппаратуры, а также повышает гибкость использования оборудования на ОС. Каждая ОС состоит из:

блока уплотнения и кодирования БУК, предназначенного для аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования сигналов, а также для временного объединения и разделения каналов субпервичной 15-канальной группы; блок имеет четыре модификации: на 15 каналов ТЧ и 15 СУВ; на 13 каналов ТЧ и СУВ и один канал звукового вещания; на 15 каналов ТЧ и 45 СУВ; на 13 каналов ТЧ, 39 СУВ и один звукового вещания;

блока комплектов низкочастотных окончаний КНО, содержащего 15 ячеек КНО, которые при организации соединений между каналами аппаратуры ИКМ-15 и приборами АТС переводят четырехпроводные окончания каналов в двухпроводные с измерительными уровнями на входах и выходах 0 и  $-7$  дБ или 0 и  $-3,5$  дБ соответственно и, кроме того, по сигналу с МТС обеспечивают автоматическое транзитное переключение на четырехпроводный режим с измерительными уровнями  $-3,5$  и  $-3,5$  дБ (КНО-II) или на режим двухпроводного транзита с уровнями 0 и  $-3,5$  дБ (КНО-I);

блока сигнализации БС, обеспечивающего ввод питающего напряжения на ОС и формирование аварийного сигнала, передаваемого в устройства общественной и рядовой сигнализации при повреждении любого из блоков ОС;

блока сервисного оборудования СО, предназначенного для организации служебной связи и испытаний каналов, содержащего переговорное устройство для связи по каналам ТЧ и коммутирующее устройство, позволяющее подключать к каналам ТЧ и СУВ измерительные приборы для их контроля;

блока согласующих телеграфных устройств СТУ, обеспечивающего преобразование телеграфных сигналов до 100...200 бит/с с целью их передачи по цифровым каналам ИКМ-15;

устройства прямого абонента УПА, предназначенного для подключения аппарата прямого абонента к четырехпроводным окончаниям каналов ТЧ системы ИКМ-15;

блока окончания линейного тракта БОЛТ, обеспечивающего регенерацию цифрового сигнала, принятого с пристанционного участка, дистанционное питание линейных регенераторов, прием

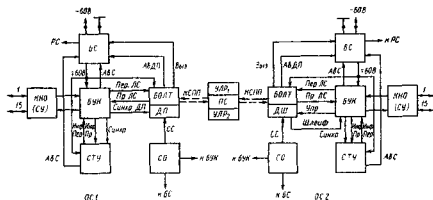


Рис. 7.2. Структурная схема станций системы передачи ИКМ-15

тонального вызова служебной связи, ввод кабеля и защиту станционной части от опасных напряжений; БОЛТ выполнен в двух вариантах — с ячейкой дистанционного питания ДП и с ячейкой станционного шлейфа ДШ, позволяющей организовать шлейф на оконечной станции.

Станция, содержащая ячейку ДП, должна быть обслуживаемой, в то время как станция, содержащая ячейку ДШ, может быть полуобслуживаемой (без постоянно присутствующего персонала эксплуатации).

Структура оборудования ИКМ-15 представлена на рис. 7.2. Телефонные сигналы поступают от РСЛ АТС на двухпроводные входы КНО ОС<sub>1</sub>. Выходы КНО соединены с четырехпроводными окончаниями БУК. Последний осуществляет аналого-цифровое преобразование сигналов, поступивших от КНО, преобразует сигналы, поступившие от СТУ, и формирует временные сверхциклы и циклы на основе информационных и служебных кодовых комбинаций, которые поступают в БОЛТ и далее в кабель. Двоичный цифровой сигнал в линейном тракте регенерируется в каждой ПС. С последнего пристанционного участка двоичный сигнал поступает в БОЛТ ОС<sub>2</sub>, где производится его регенерация станционным регенератором. Регенерированный сигнал поступает в БУК, где осуществляется цифро-аналоговое преобразование сигнала и распределение сигналов по соответствующим каналам. Сигналы управления и линейные сигналы АТС поступают от РСЛ через КНО на входы каналов СУВ БУК на передаче и выводятся с выходов каналов СУВ БУК через КНО на приеме.

## 7.2. ОБОРУДОВАНИЕ ОКОНЕЧНОЙ СТАНЦИИ

**Блок уплотнения и кодирования БУК.** Блок предназначен для аналого-цифрового преобразования сигналов 15 каналов ТЧ и



СУВ методом ИКМ и формирования субпервичного потока со скоростью 1024 кбит/с на передаче и обратного преобразования на приеме. В низкочастотных окончаниях каналов БУК обеспечивает четырехпроводный режим с измерительными уровнями — 13 и +4,3 дБ. В состав передаваемого цифрового потока могут входить сигналы дискретной информации и радиовещания вместо сигналов двух каналов ТЧ.

Рассмотрим процесс преобразования сигналов по структурной схеме БУК, приведенной на рис. 7.3. Приходящий из блока КНО низкочастотный сигнал поступает в ячейку НЧ окончания каналов БУК «Модулятор — демодулятор» МД. Каждая ячейка МД содержит три комплекта передающего и приемного индивидуального оборудования, обеспечивающего формирование амплитудно-частотной и амплитудной характеристик канала. Низкочастотный сигнал в тракте передачи МД проходит через ограничитель амплитуд ОА, предотвращающий перегрузку цифрового тракта передачи, согласующие элементы и фильтр ФНЧ-3,4. Фильтр ограничивает полосу частот сигнала и тем самым предотвращает переходные помехи между каналами при частоте дискретизации 8 кГц, принятой для БУК.

В ячейке «Ключи передачи» КПер сигналы каналов проходят через свои модуляторы  $M_1 \dots M_{16}$ , осуществляющие дискретизацию сигналов с частотой  $f_d = 8$  кГц. С выходов модуляторов импульсы АИМ-1 объединяются в групповой сигнал. В расширителе Р импульсы АИМ-1 преобразуются в импульсы АИМ-2, а их длительность увеличивается от 2,5 до 8 мкс. Необходимость такого преобразования рассмотрена в § 3.2.

Импульсы с расширителя поступают на вход компаратора К кодера. Последний состоит из двух ячеек «Кодирующее устройство» КУ<sub>1</sub> и КУ<sub>2</sub>. В состав КУ<sub>1</sub> входит аналоговая часть кодера, а КУ<sub>2</sub> — цифровая. Кодер обеспечивает восьмиразрядное нелинейное кодирование входящих сигналов АИМ. В БУК применен кодер поразрядного взвешивания с цифровой компрессией эталонов и амплитудной характеристикой сегментного типа А-87,6/13. Работой кодера управляет логическое устройство ЛУ.

С выхода схемы считывания СС ячейки КУ<sub>2</sub> восьмиразрядные кодовые комбинации, занимающие каналные интервалы КИ<sub>1</sub>... КИ<sub>16</sub>, поступают в ячейку «Цифровая передача» ЦПер на формирователь группового сигнала ФГС, который обеспечивает объединение кодовых комбинаций каналов ТЧ с сигналами, поступающими в КИ<sub>0</sub>. Из ячеек СУВ<sub>1</sub>... СУВ<sub>3</sub> поступают сигналы СУВ, занимающие 2-, 3-, 4-й тактовые интервалы, из ячейки «Цифровая информация» ЦИ поступают телеграфные сигналы, занимающие 5-й тактовый интервал, а с узла формирования сверхциклового синхросигнала ФСЦС — сигнал сверхцикловой синхронизации, занимающий 1-й тактовый интервал. Формирователь ФГС обеспечивает ввод в цифровой поток сигналов аварии, поступающих из

ячейки «Контроль и сигнализация» КС. Сформированный в ФГС цифровой поток поступает в преобразователь кода передачи ПКП, изменяющий статистическую структуру цифрового потока и исключающий появление длинной серии нулей. В устройстве ввода цифрового синхросигнала УВЦС в цифровой поток вводится цикловая синхрокombинация 110, сформированная формирователем цифрового синхросигнала ФЦС.

С выхода ЦПер полностью сформированный цикловой сигнал поступает в ячейку «Регенератор приема» РПр на выходное устройство передачи ВУП. Последний преобразует сигнал с помощью счетного триггера, что позволяет сформировать цифровой сигнал с символами, «затянутыми» на тактовый интервал, в котором информация содержится в фронтах импульсов. Как известно, такой способ передачи позволяет при методах регенерации, применяемых в линейном тракте ИКМ-15, увеличить помехоустойчивость. Схема ВУП обеспечивает формирование стандартных параметров выходных импульсов. Далее через контакты реле в ячейке КС цифровой сигнал подается из блока БУК в блок БОЛТ.

Поступающий из БОЛТ регенерированный цифровой сигнал проходит через контакты реле в ячейке КС в ячейку РПр. Регенератор приема РПр обеспечивает преобразование цифрового сигнала, обратное преобразованию, осуществленному в схеме ВУП счетным триггером. Схема формирования тактовой частоты ФТЧ формирует тактовый сигнал из тактовой частоты, выделенной РПр. Схема контроля линейного сигнала КЛС контролирует наличие сигнала на выходе РПр и обеспечивает включение сигнализации в КС в случае его отсутствия. В ячейке «Цифровой прием» ЦПр из цифрового сигнала приемниками циклового и сверхциклового сигналов ПЦС и ПСЦС выделяются соответствующие сигналы и обеспечивается синхронизация генераторного оборудования приема и работа сигнализации наличия синхронизма.

Соответственно схемами выделения сигналов СУВ и цифровой информации УВ СУВ и УВ ЦИ выделяются сигналы СУВ и телеграфии, направляемые затем в соответствующие ячейки. Преобразователем кода приема ПКПр восстанавливается структура сигнала. Декодирующее устройство в блоке БУК состоит из двух ячеек ДУ<sub>1</sub> и ДУ<sub>2</sub>. В ячейке ДУ<sub>2</sub> содержится цифровая часть декодера, запоминающая приходящие кодовые комбинации ЗУ и управляющая через ЛУ генераторами эталонных токов, расположенными в ДУ<sub>1</sub>. Под управлением ДУ<sub>2</sub> на выходе ДУ<sub>1</sub> формируются импульсы АИМ-2, распределяемые временными селекторами ВС каналов. Временные селекторы ВС<sub>1</sub>... ВС<sub>15</sub> располагаются в ячейке «Ключи приема» КПр.

В индивидуальных трактах приема ячеек МД фильтром ФНЧ-3,4 осуществляется восстановление аналогового сигнала, а УНЧ доводит уровень низкочастотного сигнала до нормы. Линейные сигналы поступают из ячеек СУВ в РСЛ сельских АТС, а телегра-

фная информация из ячейки ЦИ через ячейку СТУ поступает на телеграфную аппаратуру. Для организации канала вещания вместо ячейки МД для 13...15-го каналов устанавливается ячейка «Вещание» Вщ, содержащая НЧ оборудование одного канала ТЧ и оборудование канала вещания. В тракте передачи НЧ оборудования канала вещания осуществляется ограничение полосы частот канала фильтром ФНЧ-6,0, устанавливающим верхнюю частоту сигнала вещания 6,0 кГц. Контур предвыскажения ПК создает переос уровней передачи сигнала вещания, обеспечивающий оптимальную передачу этого сигнала совместно с сигналами ТЧ. В тракте приема ячейки Вщ восстановление аналогового сигнала осуществляется фильтром приема ФНЧ-6,0.

Восстанавливающий контур ВК ликвидирует амплитудно-частотные искажения, внесенные на передаче ПК. Управляющие сигналы для функционирования узлов БУК поступают от генераторного оборудования передачи и приема.

В системе ИКМ-15 генераторное оборудование децентрализовано. Распределители управляющих сигналов располагаются в ячейках, осуществляющих соответствующие операции. Этот принцип позволил уменьшить число проводов, применяемых для межячеечных соединений, и упростить конструкцию БУК. В состав генераторного оборудования передачи входит задающий генератор, вырабатывающий управляющий сигнал с частотой 2048 кГц. Переключающее устройство ПУ позволяет управлять работой генераторного оборудования как от ЗГ-2048, так и от внешнего тактового сигнала. В состав генераторного оборудования входит формирователь тактовых последовательностей ФТП и регистр цифровой РЦ, являющийся основным формирователем и распределителем управляющих сигналов группового цифрового тракта. Управление процессом дискретизации осуществляется канальным распределителем передачи РК<sub>пер</sub>, а распределением цикловых управляющих сигналов — дешифратор распределителя цикловых сигналов ДшРЦ.

Генераторное оборудование приема во многом аналогично по структуре генераторному оборудованию передачи. Основная тактовая частота вырабатывается ФТЧ РПР, формирование управляющих сигналов тракта приема осуществляют ФТП и РЦ приема.

Имеющиеся в ячейке контроля и сигнализации КС устройства контроля УК за состоянием синхронизма и коэффициентом ошибок и схемы контроля линейного сигнала, обеспечивающие контроль наличия сигнала в точках стыка с блоком БОЛТ, позволяют производить контроль за состоянием БУК и через устройство сигнализации УС включать местную, стативную и рядовую сигнализацию.

**Блок сервисного оборудования СО.** Блок обеспечивает проведение элементарных эксплуатационных измерений и проверок оконечной станции и каналов ИКМ-15.



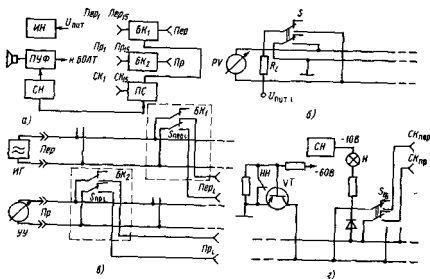


Рис. 7.4. Структурная схема блока СО:

а — переговорное устройство УСС; б — плата измерения напряжений; в — схема подключения к низкочастотным окончаниям каналов; г — схема контроля сигнальных каналов

Схема блока позволяет организовать: участковую низкочастотную служебную связь по искусственной цепи (совместно с блоком БОЛТ); контроль питающих напряжений, вырабатываемых источником питания ОС; проверку, контроль и измерение каналов ТЧ и сигнальных каналов СК.

В состав блока входит ряд устройств, обеспечивающих эксплуатационное обслуживание ИКМ-15 (рис. 7.4).

Переговорное устройство искусственной (фантомной) цепи ПУФ позволяет организовать громкоговорящую связь на расстоянии до 50 км и осуществить фонический вызов по низкочастотному каналу УСС (рис. 7.4, а).

Плата измерения напряжения ИН (рис. 7.4, б) содержит ряд кнопочных переключателей S, и измерительных шунтов R. При нажатии кнопки для измерения соответствующего напряжения вольтметр PV подключается параллельно шунту, к которому подключено измеряемое напряжение питания. Величина R<sub>z</sub> и класс точности стрелочного индикатора позволяют производить измерения с точностью не хуже 5%.

Блоки БК<sub>1</sub> и БК<sub>2</sub> (рис. 7.4, в) позволяют подключать кнопочными переключателями S<sub>пер1</sub> и S<sub>пр1</sub> соответственно гнезда передачи Пер<sub>1</sub> и приема Пр<sub>1</sub>; четырехпроводных низкочастотных окончаний каждого из 15 каналов к гнездам Пер и Пр, в которые можно

включить измерительный генератор ИГ и указатель уровня УУ, обеспечивающие измерения каналов ТЧ оконечной станции. В этом случае гнезда Пер<sub>1</sub> ... Пер<sub>15</sub> и Пр<sub>1</sub> ... Пр<sub>15</sub> блока СО специальными измерительными шнурами соединяют с соответствующими гнездами блока БУК.

Проверка каналов ТЧ на прохождение разговора осуществляется с платы сигнальной ПС с помощью подключаемой к этой плате микротелефонной гарнитуры. Плата ПС позволяет организовать проверку сигнальных каналов набором номера (по каналу, включенному в АТС) и контроля ответных сигналов, поступающих с встречной АТС.

Упрощенные схемы контроля передающей СК<sub>пер</sub> и приемной СК<sub>пр</sub> частей одного из сигнальных каналов приведены на рис 7,4, г. Подключение выходов СК<sub>пер</sub> и СК<sub>пр</sub> к контрольному устройству осуществляется нажатием кнопки S<sub>т</sub>.

Набором цифры I и последующим набором номера абонента встречной АТС проверяется действие передающей части сигнального канала, при этом с размыканием импульсных контактов номеронабирателя НН открывается транзистор VT схемы контроля и в СК поступают импульсы тока. Линейные сигналы встречной АТС поступают из приемной части сигнального канала на гнезда Пр. СК в виде положительного потенциала (корпуса). При этом в блоке СО включается сигнальная лампочка Н. Питание лампочки стабилизированным напряжением —10 В осуществляется от электронного стабилизатора напряжением СН, входящего в состав блока СО.

Габаритные размеры блока СО 655×225×100 мм. На лицевую панель блока вынесены коммутационные гнезда каналов ТЧ и сигнальных каналов, номеронабиратель, кнопки выбора каналов и подключения микротелефонной гарнитуры, сигнальная лампочка.

### 7.3. ОБОРУДОВАНИЕ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА

**Организация линейного тракта.** Линейный тракт системы передачи ИКМ-15 строится на основе кабелей КСПП-1×4×0,9 или КСПП-1×4×1,2 с использованием оборудования БОЛТ-1024 и ПС-1024.

Блок окончания линейного тракта БОЛТ-1024 является стационарным окончанием линейного тракта ИКМ-15 и предназначен для восстановления амплитуды, формы и временных соотношений однопольных элементов линейного сигнала, поступающих с частотой 1024 кГц и «затянутых» на тактовый интервал для организации дистанционного питания линейных регенераторов и служебной связи по искусственной цепи и защиты оборудования оконечной станции от опасных влияний. Данный блок рассчитан для работы на регенерационном участке затуханием 24 ... 42 дБ на полутактовой частоте 512 кГц.

Устройство дистанционного питания обеспечивает питание от одного до семи линейных регенераторов током  $I_{д.п.} = 85 \pm 10\%$  мА. Служебная связь может быть обеспечена на расстоянии до 50 км. Электропитание БОЛТ осуществляется от станционных источников постоянного тока с номинальным напряжением  $-60$  В с заземленным плюсом.

Промежуточная станция ПС-1024 предназначена для восстановления формы и временных соотношений цифрового линейного сигнала в пределах регенерационного участка. Допустимое затухание регенерационного участка 24...42 дБ. Напряжение питания одного регенератора ПС  $-9,0$  В  $\pm 5\%$ .

**Блок БОЛТ-1024.** Функциональная схема БОЛТ-1024 представлена на рис. 7.5. Блок окончания линейного тракта комплектуется в двух вариантах: для обслуживаемой и необслуживаемой ОС. Оба варианта содержат ячейки ВКУ, оконечного регенеративного транслятора ОРТ, местного питания МП, приемника тонального вызова ПТВ. На обслуживаемой оконечной станции в состав БОЛТ входит ячейка дистанционного питания ДП, на необслуживаемой — ячейка дистанционного шлейфа ДШ.

Ввод линейного кабеля в БОЛТ осуществляется через ячейку вводно-кабельных устройств ВКУ. Ячейка ВКУ обеспечивает со-

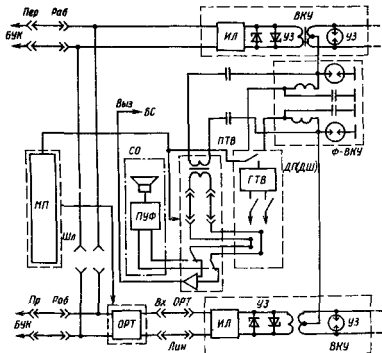


Рис. 7.5. Структурная схема БОЛТ-1024

гласование входных сопротивлений аппаратуры и кабельной цепи, создание искусственной цепи, защиту аппаратуры, разделение цепей служебной связи и дистанционного питания, дополнение затухания регенерационного участка, прилегающего к оконечной станции, до номинальной величины. Функции ВКУ выполняются следующими устройствами: линейными дифференциальными трансформаторами, устройствами защиты УЗ (разрядники и полупроводниковые диоды), фильтром служебной связи Ф, предотвращающим попадание пульсаций ДП на вход переговорного устройства, двух искусственных линий ИЛ-3 на 3 км.

В тракте передачи сигнал от БУК, пройдя ВКУ, поступает в линию. На приеме основной сигнал с линии через ВКУ поступает в ячейку оконечного регенеративного транслятора ОРТ, где происходит восстановление формы, амплитуды и временных соотношений линейного сигнала. Затем последний подается в приемную часть блока БУК. Схемы ОРТ и линейного регенератора отличаются только отсутствием в первом элементе защиты и стабилизатора напряжения ДП и будут рассмотрены ниже. Кроме того, ОРТ имеет схему сигнализации наличия линейного сигнала, представляющую собой амплитудный детектор, подключенный к контрольному выходу. На лицевой панели располагается светодиод «Сигнал», свечение которого свидетельствует о наличии линейного сигнала.

Односторонняя служебная связь по линейному тракту осуществляется на низкой частоте по искусственной цепи. Переговорное устройство ПУФ, расположенное в блоке СО, подключается к искусственной цепи через ячейку ПТВ. В исходном состоянии ПТВ подключен для приема сигнала точального вызова. Подключение ПУФ осуществляется нажатием кнопки на ПТВ.

Ячейки ОРТ и ПТВ питаются напряжением +9 В от преобразователей местного питания. Ячейка МП снабжена местной сигнализацией, светодиоды «Авария — ОРТ» и «Авария — ПТВ» светятся при пропадании или недопустимом изменении местного питания. Тумблер на лицевой панели ячейки МП обеспечивает включение питания БОЛТ. В гнездах «9В — ОРТ», «9В — ПТВ» можно измерить питающее напряжение.

Дистанционное питание осуществляется от обслуживаемой оконечной станции по искусственной цепи согласно схеме «провод — провод». Лицевая панель ячейки ДП содержит: миллиамперметр для измерения тока дистанционного питания, тумблер для включения ДП, переключатель «1 — ПС»... «3 — 7 ПС» для выбора пределов напряжения ДП, светодиод «Авария» для индикации аварийного состояния цепи ДП, потенциометр «Ток ДП» для подстройки тока ДП, дужку «± ДП» для подключения ДП к искусственной цепи, образованной в ВКУ.

На необслуживаемой оконечной станции вместо блока ДП устанавливается блок ДШ, образующий шлейф по току дистанцион-

ного питания. Кроме того, при изменении полярности тока ДП соответствующее число раз ДШ передает в БУК сигнал, формирующий шлейфы линейного и группового трактов. Подтверждение образования шлейфа осуществляется посылкой тонального сигнала частотой 512 Гц от генератора тонального вызова ГТВ, расположенного в блоке ДШ.

На лицевой панели ячейки ВКУ располагаются дужки «Линия — Прд» и «Линия Прм», подключающие ВКУ к парам кабеля, дужки и гнезда — Работа — Прд», «Шлейф», «Работа — Прм» для образования шлейфа по линейному сигналу и организации измерений линейного тракта.

В целом блок БОЛТ представляет собой законченную конструкцию, крепящуюся болтами к каркасу оконечной станции. Линейный кабель распантается непосредственно на гнезда бокса, примыкающего к ячейке ВКУ. На боковой стенке каркаса БОЛТ укреплен 30-контактный разъем, на который выведены цепи питания, сигнализации, входы и выходы трактов передачи и приема.

**Промежуточная станция ПС.** Основное назначение ПС — регенерация сигнала, приходящего со смежного регенерационного участка. Структурная схема ПС представлена на рис. 7.6. Линейный сигнал с предшествующего регенерационного участка поступает на входной кабельный бокс ЛБ, укомплектованный для соединения линейных и станционных гнезд бокса дужками. С гнезд можно производить проверку аппаратуры ПС и измерение параметров кабеля.

Пройдя через гнезда и дужки ЛБ, сигнал поступает в регенератор, называемый в системе ИКМ-15 усилителем линейным реге-

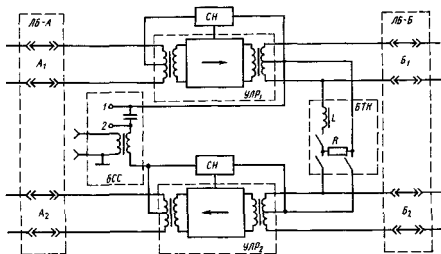


Рис. 7.6. Структурная схема ПС-1024

нерационным УЛР, где осуществляется восстановление формы и временных соотношений сигнала. Регенерированный сигнал через гнезда и дужки ЛБ поступает на следующий регенерационный участок.

Блок служебной связи БСС обеспечивает подключение к искусственной цепи кабеля переговорного устройства участковой служебной связи, необходимой во время пусконаладочных и ремонтно-профилактических работ на линейном тракте. Кроме того, в БСС можно установить шлейф ДП, закоротив точки 1 и 2.

Блок телеконтроля БТК предназначен для организации шлейфа линейного тракта. При этом выход УЛР<sub>1</sub> через искусственную линию LR соединяется с входом УЛР<sub>2</sub> и сигнал из тракта направления А—Б возвращается на обслуживаемую ОС по тракту направления Б—А. Образование шлейфа происходит при подаче соответствующей команды с оконечной станции. Эта команда выдается переплюсовкой ДП, что вызывает и замыкание контактов блока БТК. Цепь управления этими контактами на схеме не показана. После первого переключения и возврата в исходное состояние организуется шлейф в первом от ОС НРП, после второго переключения — во втором НРП и т. д. Это дает возможность методом наращивания проверить работу линейного тракта с целью выявления неисправного УЛР. Одновременно со шлейфом для линейного сигнала организуется шлейф и по дистанционному питанию.

Основным элементом ПС является УЛР, структурная схема которого приведена на рис. 7.7. Цифровой сигнал с выхода оконечной станции или предшествующей ПС (рис. 7.8, а), преодолев регенерационный участок в искаженном и ослабленном виде, поступает на вход УЛР (рис. 7.8, б).

Пройдя устройство ввода линейного сигнала и защиты УВЗ, содержащее входной линейный трансформатор и элементы защиты схемы УЛР от опасных перенапряжений, линейный сигнал поступает на вычитающее устройство УВ, формирующее трехуровневый квазитроничный сигнал из двухуровневого (рис. 7.8, в). Необходимость в преобразовании такого рода вызвана следующими соображениями.

Система передачи ИКМ-15 предназначена для работы по кабелям КСПП, экран которых практически не создает экранирующего эффекта в области низких частот, из-за чего линейный сигнал в большой степени подвержен влиянию низкочастотных помех, вызываемых работой различных электроустановок, грозowymi разрядами, энергия которых сосредоточена в низкочастотной области спектра.

С другой стороны, энергетический спектр однополярного двухуровневого сигнала с элементами, «затянутыми» на тактовый интервал, содержит постоянную и НЧ составляющие с высоким уровнем, затрудняющие его регенерацию, так как при этом требуется усложнить схему усилителя-корректора регенератора. Усложнение

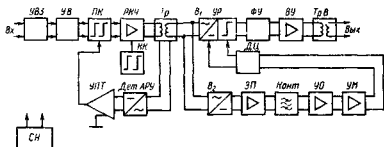


Рис. 7.7. Структурная схема усилителя дельного регенеративного УЛР

связано с необходимостью восстановления постоянной составляющей сигнала и коррекции характеристики усилителя в низкочастотной области, при этом усилитель-корректор должен иметь относительно широкую амплитудно-частотную характеристику, что приводит к росту уровня помех из входа решающего устройства регенератора и снижению помехозащищенности ПС.

Преобразование двоичного сигнала в квазигрифонный, энергия которого концентрируется в основном в сравнительно узкой полосе частот относительно частоты  $f_T/2$ , позволяет подавить НЧ и ВЧ помехи, резко снижая их суммарный уровень на входе решающего устройства, упростить схему усилителя-корректора. Для пре-

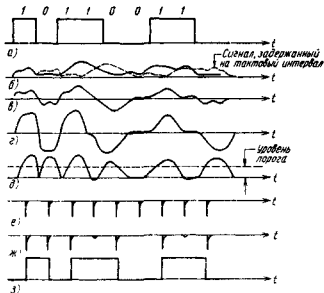


Рис. 7.8. Временные диаграммы тракта регенерации УЛР

образования двончного сигнала в квазитрончный используется принцип, предложенный В. М. Штейном. Вычитающее устройство, содержащее линии задержки, задерживает поступающий сигнал на время одного тактового интервала и вычитает задержанный сигнал из исходного линейного сигнала.

Преобразованный сигнал поступает на регулируемый корректирующий усилитель РКУ. Включение УВ в значительной степени снижает влияние НЧ искажений на линейный сигнал, тогда как ВЧ искажения, обусловленные ростом затухания кабеля с увеличением частоты и ограничением полосы передаваемых частот четырехполосниками линейного тракта, остаются. Усилитель РКУ обеспечивает усиление с частичной компенсацией амплитудно-частотных искажений кабеля в области высоких частот (рис. 7.8, з). Для автоматической регулировки усиления на входе РКУ включен переменный частотно-зависимый корректор ПК, затухание которого изменяется под действием устройства АРУ. В УЛР применена электрическая система АРУ, позволяющая изменять усиление РКУ в пределах  $\Delta S_{РК} = \pm 9$  дБ от номинального значения коэффициента усиления  $S_{РК} = 36$  дБ.

Управляющее устройство АРУ содержит детектор Дет и усилитель постоянного тока УПТ. Часть сигнала с выхода РКУ отводится на Дет, выпрямленный ток усиливается УПТ и подается в диодную цепочку, входящую в состав ПК. Изменение уровня сигнала на выходе РКУ приводит к соответствующему изменению выходного тока УПТ, что, в свою очередь, приводит к соответствующему изменению затухания ПК и изменению усиления РКУ.

Применение АРУ позволило обеспечить высокую стабильность сигнала на выходе РКУ и отказаться от схемы автоматической регулировки порога решающего устройства УР. Откорректированный сигнал с выхода РКУ через трансформатор Тр поступает на двухполупериодный выпрямитель В<sub>1</sub>. Последний формирует последовательность импульсов, появление которых соответствует моментам изменения уровня входного сигнала регенератора (рис. 7.8, д).

На решающее устройство, представляющее собой пороговую схему совпадения, поступают импульсы с В<sub>1</sub> и стробирующие импульсы от дифференцирующей цепи ДЦ (рис. 7.8, е) схемы тактовой синхронизации. В случае превышения сигналом с выпрямителя порога стробирования УР на его выходе в моменты, соответствующие моментам стробирования, появляются короткие импульсы, поступающие далее на вход формирующего устройства ФУ (рис. 7.8, ж), предназначенного для регенерации сигнала. Формирующее устройство представляет собой триггер со счетным входом (Т-триггер), изменяющий свое состояние при поступлении импульса со стороны УР (рис. 7.8, з).

Формируемые триггером импульсы подаются на выходной усилитель ВУ, работающий в ключевом режиме, функцией которого



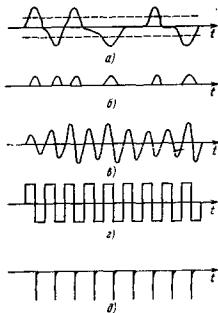


Рис. 7.9. Временные диаграммы системы тактовой синхронизации УЛР

интервале. Такой сигнал может быть сформирован выпрямлением с ограничением по минимуму сигнала с выхода РКУ (рис. 7.9, б), что и осуществляется выпрямителем  $B_2$  (см. рис. 7.7). С выхода сформированный импульсный сигнал проходит через эмиттерный повторитель ЭП, обладающий достаточно низким выходным сопротивлением, что исключает влияние входных каскадов на добротность контура выделителя тактовой частоты.

Далее импульсная последовательность поступает на фильтр, имеющий контур, настроенный на тактовую частоту. В контуре возникают колебания с тактовой частотой, амплитуда которых зависит от числа следующих подряд импульсов. Это колебание поступает на усилитель-ограничитель УО, обеспечивающий ограничение амплитуды тактовой частоты, за счет чего уменьшаются фазовые сдвиги стробирующих импульсов и возрастает помехоустойчивость УЛР. Далее тактовая частота поступает на формирователь, состоящий из усилителя мощности УМ, работающего в ключевом режиме и формирующего из сигнала УО последовательность прямоугольных импульсов со скважностью  $q=2$  (меандр), и дифференцирующей цепи, осуществляющей дифференцированные сигналы УМ и выделение отрицательных импульсов. Временные диаграммы сигналов на выходе контура, усилителя-

является формирование импульсов линейного сигнала с заданными параметрами. Нагрузкой ВУ служит выходной линейный трансформатор ТрВ, снабженный элементами защиты.

Схема тактовой синхронизации УЛР, обеспечивающая стробирование линейного сигнала, содержит в качестве входного элемента выпрямитель  $B_2$ , куда поступает сигнал с выхода РКУ (рис. 7.9, а).

Как известно, двоичный сигнал с символами, «затянутыми» на тактовый интервал, и квазитроничный сигнал не содержат в своих спектрах тактовой частоты, необходимой для синхронизации УЛР. Тактовую частоту содержит двоичный сигнал, имеющий защитные промежутки между импульсами на тактовом ин-

ограничителя и дифференцирующей цепи соответственно показаны на рис. 7.9, в, г и д.

Промежуточная станция располагается в корпусе, представляющем собой стальной цилиндр, снабженный оголовьем с крышкой. В состав ПС входят линейные боксы и линейные регенерационные усилители УЛР-15. Каркас усилителя с монтажом крепится на крышке, снабженной контактами для подключения шлейфа и контрольными гнездами. Кроме того, на крышке размещаются контактные лепестки, позволяющие дублировать пайкой все разъемные соединения, а также клеммы и выходы схемы УЛР, контакты для подключения питания и сервисного оборудования.

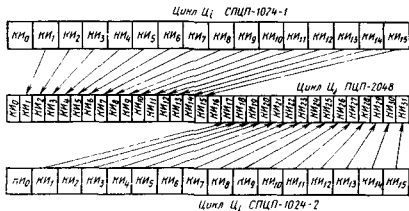
#### 7.4. СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ «ЗОНА-15»

**Общие сведения.** Система передачи «Зона-15» предназначена для организации каналов на сельской сети связи. Каналы, образованные системой, могут использоваться как соединительные линии СТС либо как абонентские линии, позволяющие подключать абонентские телефонные аппараты и таксофоны к ЦС района. Кроме того, предусмотрена организация канала звукового вещания второго класса с обратным каналом контроля качества и каналами дистанционного управления вместо двух каналов ТЧ. Без занятия канала ТЧ может быть организовано до четырех телеграфных каналов, кроме того, по любому каналу может осуществляться передача дискретной информации в диапазоне ТЧ.

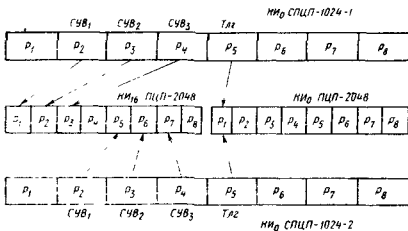
Протяженность линейного тракта системы, образованного по однокабельному способу, может достигать 50 км на кабелях КСПП-1×4×1,2; КСПП-1×4×0,9. Длина регенерационного участка варьируется в пределах 1,0...4,3 км в зависимости от типа кабеля, затухание участка, перекрываемое регенераторами на полудуплексной частоте системы  $f_r/2 = 1024$  кГц, может меняться в пределах 9...36 дБ.

Оборудование линейного тракта обеспечивает подачу дистанционного питания, используя искусственные цепи по схеме «провод — провод» постоянным током 90 мА с максимально возможным напряжением 350 В. Участковая служебная связь, также организуемая по искусственной цепи, позволяет обеспечивать оперативное управление персоналом на любой из оконечных или промежуточных станций. В оборудовании линейных трактов предусмотрена возможность дистанционного определения неисправной промежуточной станции. Электропитание оконечной станции осуществляется от станционных источников — 60 В.

Конструкцией оконечной станции предусмотрена аварийная световая и звуковая сигнализация неисправности группового тракта передачи с указанием неисправного направления передачи обеспечивает сигнализацию на обслуживаемой станции об ухудшении работы линейных трактов с указанием направления передачи.



а)



б)

Скорость передачи линейного сигнала 2048 кбит/с. В системе применен линейный код с чередованием полярности импульсов ЧПИ. Для формирования линейного цифрового потока со скоростью 2048 кбит/с в системе используется синхронное объединение двух цифровых потоков со скоростью 1024 кбит/с. Принцип формирования линейного сигнала представлен на рис. 7.10.

Линейный сигнал состоит из сверхциклов СЦ (рис. 7.10,а) длительностью 2 мс. Как и в системе ИКМ-30, сверхцикл содержит 16 циклов Ц<sub>0</sub>...Ц<sub>15</sub> и каждый цикл состоит из 32 канальных интервалов КИ<sub>0</sub>...КИ<sub>31</sub>. Местоположение и состав сигналов ЦС, сверхцикловой синхронизации ССС и телеграфных (дискретной информации) для системы «Зона-15» (рис. 7.10,б) такие же, как и в

Канальный интервал  $KI_0$  в четных циклах

	0	0	1	1	0	1	1
ТЛГ	Цикловой синхросигнал						

Канальный интервал  $KI_{16}$  в цикле  $\Pi_0$

0	0	0	0	1	(0)	0	1
Сверхцикловой синхросигнал				Авар			

Канальный интервал  $KI_0$  в нечетных циклах

	1	(0)	(0)	(0)	0	1	1
ТЛГ	Авария	Сбой ЛС	Групповая				

Телесигнализация

Канальный интервал  $KI_{16}$  в циклах  $\Pi_1-\Pi_{15}$

СУВ1	СУВ2	СУВ3	1	СУВ1	СУВ2	СУВ3	1
Сигнальные каналы 1-15				Сигнальные каналы 16-30			

б)

Рис. 7.10. Принцип формирования линейного сигнала системы «Зона-15»

а — построение цикла ПЦП-2048; б — передача СУВ<sub>1</sub>, СУВ<sub>2</sub>, СУВ<sub>3</sub> и сигналов ТЛГ цифровых потоков со скоростью 1024 кбит/с; в — построение  $KI_0$  нечетного цикла и  $KI_{16}$  нулевого цикла

ИКМ-30. Однако построение  $KI_0$  в нечетных циклах и  $KI_{16}$  в циклах  $\Pi_0 \dots \Pi_{15}$  в системе «Зона-15» отличаются от построения соответствующих  $KI$  в системе ИКМ-30 (рис. 7.10,а).

Как известно, в системе «Зона-15» возможно использование до трех каналов СУВ для каждого канала ТЧ (в ИКМ-30 только два канала СУВ). Поэтому  $KI_{16}$  циклов  $\Pi_0 \dots \Pi_{15}$  разряды  $P_1 \dots P_3$  используются для каналов СУВ<sub>1</sub>, СУВ<sub>2</sub>, СУВ<sub>3</sub> каналов ТЧ с 1-го по 15-й, а разряды  $P_5 \dots P_7$  для каналов СУВ каналов ТЧ с 16-го по 30-й.

В разрядах  $P_4$  и  $P_8$  передаются единицы. В  $KI_0$  нечетных циклов разряды  $P_3 \dots P_5$  используются для передачи аварийных сигналов.

Цикл первичного цифрового потока ПЦП-2048 кбит/с в системе «Зона-15» образуется путем объединения канальных интервалов циклов двух субпервичных цифровых потоков СПЦП. Канальные интервалы  $KI_1 \dots KI_{16}$  потока СПЦП<sub>1</sub> занимают в ПЦП соответствующие по номерам  $KI$ , а  $KI_1 \dots KI_{16}$  потока СПЦП<sub>2</sub> — интервалы  $KI_{17} \dots KI_{31}$ . Соответственно каналы СУВ СПЦП<sub>1</sub> занимают разряды  $P_1 \dots P_3$ , а СПЦП<sub>2</sub> — разряды  $P_5 \dots P_7$  в  $KI_{16}$ .

Структурная схема аппаратуры «Зона-15» представлена на рис. 7.11. Оконечная станция состоит из части оборудования ИКМ-15. Из системы ИКМ-15 в состав системы «Зона-15» вошли блоки КНО, БУК, БС, СО, причем на оконечной станции используются по два комплекта блоков КНО и БУК. Блок ВГ-15×2 обеспечивает формирование ПЦП 2048 кбит/с из двух СПЦП 1024 кбит/с, сформированных в блоках БУК<sub>1</sub> и БУК<sub>2</sub>. Блок БОЛТ-2048 обеспечивает регенерацию цифрового сигнала, органи-

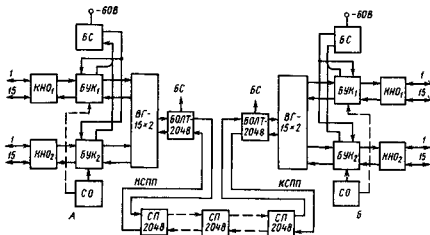


Рис. 7.11. Структурная схема аппаратуры «Зона-15»

зацию дистанционного питания, служебной связи и телеконтроля:

В состав системы «Зона-15» может входить блок цифрового транзита каналов, который может быть использован на сетевых узлах первичной сети сельского района в качестве оборудования транзита отдельных каналов или 15-канальных временных групп.

Блок временного группообразования ВГ-15×2. Блок ВГ-15×2 осуществляет синхронное объединение двух цифровых потоков со скоростью 1024 кбит/с каждый, в один цифровой поток со скоростью 2048 кбит/с. В результате объединения формируется стандартный первичный цифровой поток. Синхронизация потоков обеспечивается работой от одного задающего генератора оборудования формирования потоков 1024 кбит/с и оборудования ВГ-15×2.

Упрощенная структурная схема блока ВГ-15×2 показана на рис. 7.12. Блок комплектуется из ячеек индивидуального оборудования цифровых потоков ИО, распределителя генераторного оборудования РГО и ряда других, которые на схеме не показаны. При объединении потоков, как это можно увидеть на временной диаграмме (см. рис. 7.10,а), необходимо переставить временные позиции некоторых сигналов и прежде всего СУВ. Поэтому перед объединением потоков необходимо разделить кодовые комбинации каналов и сигналов СУВ. Это и происходит в ячейке ИО-1024<sub>пр</sub>. Сигнал от БУК восстанавливается в регенераторе Рег<sub>пр1</sub> и записывается в память четырехразмерного ЗУ<sub>вх1</sub>, что необходимо для выделения сигналов цикловой и сверхцикловой синхронизации, сигналов СУВ. Запись ведется с тактовой частотой входного потока.

Приемник цикловой и сверхцикловой синхронизации ПрЦС СЦС вырабатывает соответствующие сигналы синхронизации

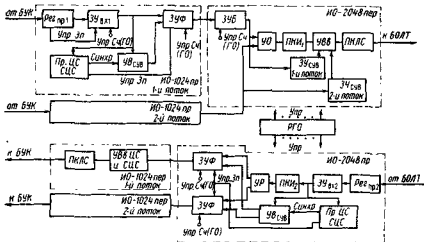


Рис. 7.12 Структурная схема блока ВГ-15×2

устройств вывода СУВ (УВ<sub>СУВ</sub>) и записи в запоминающее устройство фазирования ЗУФ, где происходит запись в отдельные ячейки памяти кодовых комбинаций каналов и СУВ. Управляют считыванием информации из ЗУФ сигналы Упр Сч из генераторного оборудования.

Взаимосинхронные цифровые потоки от двух ячеек ИО-1024<sub>пер</sub> подаются на два входа ячейки ИО-2048<sub>пер</sub>, где устройство объединения УО формирует единый поток со скоростью 2048 кбит/с. Так как объединение потоков происходит по циклам, один из них задерживается в буферном запоминающем устройстве ЗУБ на время, равное 0,5T<sub>ц</sub>. Сигналы СУВ на входе ИО-2048<sub>пер</sub> запоминаются в специальных ЗУ<sub>СУВ</sub> и в дальнейшем вводятся в цифровой поток через устройство ввода служебной информации УВВ. На другой вход УВВ поступает цифровой поток 2048 кбит/с, преобразованный преобразователем кода информации ПКИ<sub>1</sub>, в котором осуществляется инверсия четных разрядов цифрового сигнала, предотвращающая появление длинной серии нулей. Преобразователь кода линейного сигнала ПКИС формирует цифровой линейный сигнал в коде ЧПИ или МЧПИ и направляет его в блок БОЛТ-2048.

Принимаемый из БОЛТ-2048 цифровой поток в ячейке ИО-2048<sub>пер</sub> разделяется на два потока со скоростью 1024 кбит/с. Для этого принятый сигнал восстанавливается в Рег<sub>пр2</sub> и поступает в ЗУ<sub>Ф</sub>, что дает возможность выделить сигналы цикловой и сверхцикловой синхронизации, а также СУВ. Последние поступают в УВ<sub>СУВ</sub> откуда подаются в ЗУФ своих потоков. Преобразователь кода информации ПКИ<sub>2</sub> восстанавливает четные разряды кодовых комбинаций каналов, инвертированные в тракте передачи.

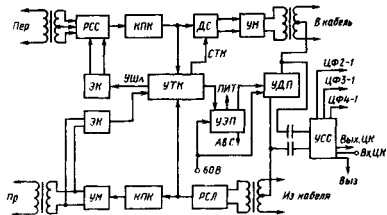


Рис. 7.13. Структурная схема блока БОЛТ-2048

Устройство разделения УР направляет сигналы в ЗУФ своих потоков. На выходе ЗУФ формируются стандартные потоки со скоростью 1024 кбит/с. В ячейке ИО-1024<sub>вер</sub> в цифровой поток вводятся сигналы цикловой и сверхцикловой синхронизации и ПКЛС формирует линейный код.

**Блок окончания линейного тракта БОЛТ-2048.** Блок обеспечивает восстановление параметров цифрового сигнала в квазитрончном линейном коде ЧПИ, организацию полудуплексной служебной связи по искусственной цепи, дистанционного питания и телеконтроля. Блок БОЛТ-2048 устанавливается на достаточно большом расстоянии от аппаратуры формирования цифрового потока 2048 кбит/с. Затухание соединительной линии может достигать 6 дБ. Предусмотрена возможность работы БОЛТ-2048 не только с блоком ВГ-15×2, но и с любой другой аппаратурой формирования цифровых потоков в кодах ЧПИ или МЧПИ.

Цифровой сигнал, поступающий из аппаратуры формирования цифрового потока, поступает через согласующий трансформатор в регенератор станционного сигнала РСС (рис. 7.13), с выхода которого восстановленный цифровой сигнал поступает в коммутруемый преобразователь кода передачи КПК, преобразующий сигнал из кода ЧПИ или МЧПИ в двоичный. Двоичный сигнал поступает на вход делителя сигнала ДС, в котором информационные импульсы двоичного сигнала разделяются на два потока, усиливаются усилителем мощности УМ и, пройдя через выходной дифференциальный трансформатор, превращаются в цифровой квазитрончный сигнал типа ЧПИ, поступающий в кабельную цепь.

Принимаемый из кабельной цепи цифровой сигнал восстанавливается регенератором сигнала линейного РСЛ. На выходе РСЛ из линейного сигнала формируются два цифровых потока, которые

поступают далее в преобразователь кода приема КПК, формирующий стыковой сигнал в коде ЧПИ или МЧПИ. С выхода КПК цифровой сигнал поступает на усилитель мощности приемного тракта УМ и далее через согласующий трансформатор в аппаратуру формирования цифрового потока.

Как уже отмечалось, участковая служебная связь в системе «Зона-15» осуществляется по искусственным цепям по двухпроводной схеме между центральной, узловой, промежуточными и выносными станциями. Сигналы служебной связи поступают от ячейки УСС в средние точки линейных трансформаторов. В УСС имеется возможность организовать транзит сигнала служебной связи перемещением дужки в положение «Транзит». При наличии на линии передачи выносной станции сигналы служебной связи поступают к выносной станции через выводы ЦФ2—1, ЦФ3—1, ЦФ4—1. Управление работой УСС в этом случае осуществляется по специальному цифровому каналу от ЦС. При этом цифровой канал управления на ЦС подключается к выводам Вх ЦК, а на УС — Вых ЦК.

Напряжение дистанционного питания, формируемое ячейкой УДП с помощью преобразования напряжения стационарной батареи —60 В, подается в искусственную цепь. При работе БОЛТ-2048 на УС в ячейке УДП используется только часть схемы, пропускающая ток ДП через измерительный прибор.

Ячейка телеконтроля УТК соединена с трактами передачи и приема БОЛТ-2048, при этом обеспечивается контроль наличия сигналов на передаче и приеме, а также оценка достоверности приема по частоте нарушения биполярности сигнала ЧПИ. На УС в случае недостаточной достоверности УТК автоматически коммутирует имеющийся на его входе сигнал через специальный преобразователь кода, формируя сигналы предупредительной либо аварийной сигнализации, поступающие на ЦС.

От БОЛТ-2048 ЦС можно осуществить контроль достоверности линейного тракта по испытательному сигналу с перерывом связи. При этом УТК отключает сигнал, идущий от ВГ-15×2 на передачу, и включает генератор псевдослучайной последовательности, формирующий специальный испытательный сигнал, содержащий информацию об адресе промежуточной или узловой станции, на которой организуется шлейф по цифровому сигналу. Принимаемый по шлейфу сигнал анализируется УТК. На УС организация шлейфа обеспечивается по сигналу управления шлейфом УШл через электронный коммутатор ЭК.

Питание узлов блока и сигнализация о состоянии линейного тракта обеспечивается ячейкой электропитания УЭП.

**Промежуточная станция СП-2048 системы передачи «Зона-15».** В состав оборудования линейного тракта входит станция промежуточная СП-2048, предназначенная для восстановления параметров импульсов линейного сигнала, организации телеконтроля и участковой служебной связи. Станция восстанавливает импульсы ли-



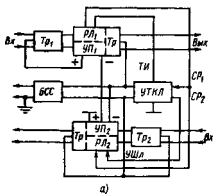
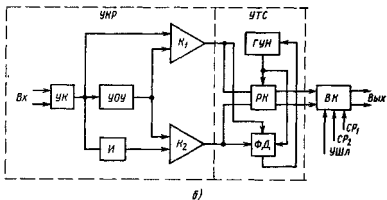


Рис. 7.14. Структурная схема промежуточной станции СП-2048 и линейного регенератора системы передачи «Зона-15»



нейного сигнала, переданные кодом ЧПИ при затухании регенерационного участка на полутаковой частоте  $f_{T/2} = 1024$  кГц от 15 до 36 дБ, обеспечивая при этом вероятность ошибки не более  $4 \cdot 10^{-10}$ . Структурная схема ПС-2048 представлена на рис. 7.14,а.

Сигнал в направлении передачи А—Б поступает из кабеля через согласующий трансформатор  $Tr_1$  на линейный регенератор  $РЛ_1$ , обеспечивающий восстановление формы и временных соотношений линейного сигнала. Восстановленный сигнал через трансформатор  $Tr$ , входящий в состав  $РЛ_2$ , поступает на следующий регенерационный участок. Сигнал обратного направления передачи проходит через аналогичные устройства.

Ток дистанционного питания проходит в направлении А—Б от средней точки  $Tr_1$  через включенные последовательно устройства питания  $УП_1$  и  $УП_2$ , входящие в состав  $РЛ$ . Обратный провод дистанционного питания формируется соединением средних точек  $Tr_2$  и выходного трансформатора  $Tr$  в  $РЛ_2$ .

Блок служебной связи БСС представляет собой трансформатор, обеспечивающий подключение аппарата служебной связи и искус-

ственной цепи, по которой организован канал участковой служебной связи. Устройство телеконтроля УТК-Л обеспечивает формирование шлейфа по цифровому тракту. Сигналом для образования шлейфа служит адресная последовательность, сформированная за счет нарушения закона чередования полярности импульсов по определенному правилу. При обнаружении такой последовательности УТК-Л запрещает в РЛ<sub>2</sub> прохождение информационного сигнала в направлении Б—А, формирует сигнал управления шлейфа УШЛ и пропускает на выходной каскад РЛ<sub>2</sub> информационные сигналы СР<sub>1</sub> и СР<sub>2</sub> от РЛ<sub>1</sub>.

На рис. 7.14,б приведена структурная схема линейного регенератора. Основу регенератора составляют: устройство корректирующее и решающее УКР и устройство тактовой синхронизации УТС. Особенностью РЛ СП-2048 является использование способа активной фильтрации тактовой частоты.

Линейный сигнал поступает со входа РЛ на усилитель-корректор УК, осуществляющий коррекцию амплитудно-частотных искажений и частичное подавление помех. Усиленный и откорректированный сигнал поступает на компараторы К<sub>1</sub> и К<sub>2</sub>, причем на К<sub>2</sub> сигнал поступает через инвертор, изменяющий полярность импульсов линейного сигнала. На вторые входы компараторов поступает постоянное пороговое напряжение, формируемое детектором устройства определения уровня УОУ. Пороговое напряжение приблизительно равно половине усредненного значения амплитуды откорректированных импульсов. Компараторы формируют импульсы логической единицы в промежутках времени, в которых сигналы на их информационных входах превышают пороговые уровни на выходах УОУ, обеспечивая правильную регистрацию импульсов линейного сигнала. По существу, УОУ обеспечивает формирование и автоматическую регулировку порога решающего устройства, выполненного на компараторах К<sub>1</sub> и К<sub>2</sub>.

Схема автоматической регулировки порога совместно с АРУ УК позволяет исключить применение искусственных линий и получить достаточно высокие параметры помехоустойчивости РЛ.

Регенерация и коррекция импульсной последовательности происходит в ячейке РК блока УТС. Импульсы тактовой частоты поступают от генератора, управляемого ГУН. Частота генератора подстраивается фазовым детектором ФД. Последовательности импульсов положительной и отрицательной полярностей объединяются и через выходной каскад ВК поступают в линию.

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Чем объясняется наличие в структуре цикла ИКМ-15 одного служебного интервала?
2. Пояснить структуру цифрового сигнала ИКМ-15.
3. Пояснить назначение функционально-конструктивных элементов оконечной станции ИКМ-15.

4. Каким образом в блоке БУК формируется цифровой сигнал на передаче?
5. Как осуществляется телеконтроль линейного тракта ИКМ-15?
6. Каким образом формируется цикл передачи системы «Зона-15»?
7. Каким образом обеспечивается объединение цифровых потоков в блоке ВГ-15×2 системы «Зона-15»?
8. Пояснить особенности построения РЛ системы «Зона-15».

## Глава 8 СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИКМ-120

---

### 8.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Система передачи ИКМ-120 предназначена для организации каналов на местных и внутризональных сетях связи путем уплотнения высокочастотных симметричных кабелей ЗКПАП-1×4, МКСА-1×4, МКСВ-4×4, МКСБ-7×4, МКСАП-4×4. Система обеспечивает организацию 120 каналов ТЧ или передачу стандартной 60-канальной группы со спектром 312...552 кГц и одного первичного цифрового потока на 30 каналов (общее число каналов при этом — 90). Скорость передачи группового потока 8448 кбит/с, общая длина переприемного участка до 600 км, расстояние между обслуживаемыми пунктами до 200 км, длина регенерационного участка  $5 \pm 0,5$  км. Линейный тракт организуется по двухкабельной четырехпроводной схеме связи. Применение двухкабельной схемы обеспечивает необходимую защищенность между прямым и обратным направлениями передачи. Однако известно, что двухкабельная схема организации связи уступает однокабельной по технико-экономическим показателям. В настоящее время для организации однокабельной схемы разрабатываются симметричные кабели, где экранируется каждая пара или группа пар.

Благодаря существенному различию в рабочих диапазонах частот линейный тракт аппаратуры ИКМ-120 может работать совместно с линейным трактом аппаратуры К-60П по одним и тем же кабелям, но разным парам. Однако на возможность совместной работы накладываются ограничения различными способами организации дистанционного питания. Так, организация совместной работы систем передачи К-60П и ИКМ-120 по одночетверчному кабелю затруднена.

В состав аппаратуры ИКМ-120 входят (рис. 8.1): аналого-цифровое оборудование формирования стандартных первичных цифровых потоков АЦО, оборудование вторичного временного группообразования ВВГ, оконечное оборудование линейного тракта ОЛТ, необслуживаемые регенерационные пункты НРП. Групповой поток со скоростью 8448 кбит/с формируется из четырех первичных потоков, имеющих скорость 2048 кбит/с.

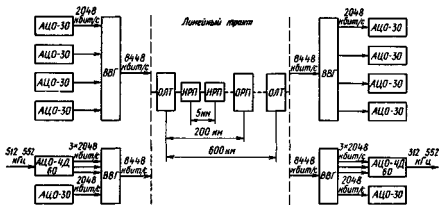


Рис. 8.1. Схема организации связи системы передачи ИКМ-120

Если использовать основной вариант работы на 120 каналов ТЧ, то эти первичные потоки могут быть организованы на оборудовании АЦО, применяемом в ИКМ-30. Разработана и специальная стойка для установки в ЛАЦ междугородных телефонных станций — стойка аналого-цифрового каналообразования САЦК-1. Она предназначена для размещения четырех комплектов аппаратуры каналообразующей унифицированной АКУ-30 с источниками вторичного электропитания и комплекта сервисного оборудования. Размеры стойки  $2600 \times 120 \times 225$  мм. Комплект АКУ-30 предназначен для организации 30 телефонных каналов, а также организации абонентского доступа к двум цифровым каналам с пропускной способностью 64 кбит/с. Ввод цифровой информации синхронный. Эти цифровые каналы образуются на месте канальных интервалов  $KI_6$  и  $KI_{22}$ . Структура построения временного цикла аналогична стандартному первичному цифровому потоку 2048 кбит/с.

При организации передачи стандартной 60-канальной группы и одного первичного цифрового потока для обработки стандартной группы применяется специальное оборудование АЦО-ЧД-60.

## 8.2. ОБОРУДОВАНИЕ АЦО-ЧД-60

Оборудование АЦО-ЧД-60 совместно с остальным оборудованием ИКМ-120 предназначено для замены участка линейного тракта аналоговой системы. Мощность помех, вносимых оборудованием АЦО-ЧД-60 в телефонный канал, не должна превышать мощности помех соответствующего заменяемого участка линейного тракта аналоговой системы. Поскольку психометрическая мощность помех, вносимых линейным трактом аналоговых систем, в точке относительного нулевого уровня не должна превышать 3 пВт/км, минимальная длина заменяемого участка составляет 200 км, психо-

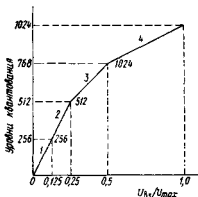


Рис. 8.2. Характеристика компрандирования А-5,4/5

жительной и отрицательной областях. На рис. 8.2 показана характеристика отношений  $U_{вх}/U_{вх max}$  только для положительных значений  $U_{вх}$ . Два первых участка в положительной и отрицательной областях характеристики представляют собой прямую линию поэтому вся характеристика строится из пяти прямолинейных участков. Каждый сегмент содержит 256 уровней равномерного квантования. В первом и втором сегментах характеристики шаг квантования одинаковый, а в каждом следующем сегменте, начиная с третьего, величина шага квантования удваивается. Максимальное значение сигнала составляет 2048 условных единиц шагов квантования.

Разряды кодовой группы несут следующую информацию: 1-й разряд определяет полярность сигнала, 2- и 3-й — номер сегмента, где находится измеряемый сигнал, 4...11-й — номер уровня квантования в данном сегменте. Последний, 12-й разряд используется для передачи синхросигнала, импульсов служебной связи, аварийных сигналов.

Для уменьшения частоты дискретизации спектр сигнала вторичной группы 312...552 кГц преобразуется в спектр 12...252 кГц. Частота дискретизации выбрана равной 512 кГц, кратной частоте 2048 кГц. Скорость цифрового потока на выходе оборудования АЦО-ЧД-60 составляет  $512 \times 12 = 6144$  кбит/с. Цифровой поток легко разделяется на три потока со скоростью по 2048 кбит/с. Эти потоки синхронно и синфазно вводятся в оборудование ВВГ.

Структура цикла, формируемого в оборудовании АЦО-ЧД-60, показана на рис. 8.3. В первом потоке передаются первые четыре разряда кодовой группы, во втором 5...8-й, в третьем 9...11-й, а 12-й разряд занимается служебными сигналами С. Всего цикл содержит 32 импульсные позиции. Каждая четвертая позиция третьего цифрового потока со скоростью 2048 кбит/с используется

метрическая мощность помех, вносимых оборудованием АЦО-ЧД-60, не должна превышать 600 пВт. Для выполнения этого требования при линейном кодировании 60-канального группового сигнала число разрядов в кодовой группе должно составлять 12. При нелинейном кодировании с характеристикой А-5,4/5 необходимое число разрядов в кодовой группе может быть уменьшено до 11.

Характеристика компрандирования представлена на рис. 8.2. Она строится так же, как характеристика А-87,6/13, только содержит по четыре сегмента в положительной и отрицательной областях.

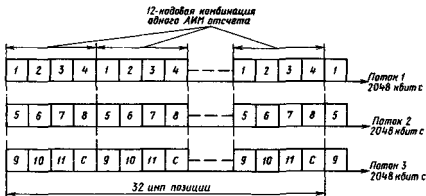


Рис. 8.3. Временная структура цикла оборудования АЦО-ЧД-60

для передачи служебных сигналов. Из восьми позиций в цикле передачи служебных сигналов первые четыре отводятся для передачи синхросигнала (0001), две следующие — для передачи импульсов служебной связи, следующая позиция — для извещения о сбое цикловой синхронизации и одна позиция свободна. Такое построение цикла возможно при синхронном и синфазном вводе информации в оборудование ВВГ, когда сдвига информационных импульсов трех потоков относительно друг друга не происходит.

Структурная схема тракта передачи оборудования АЦО-ЧД-60 показана на рис. 8.4, где можно выделить следующие блоки: преобразования сигнала тракта передачи ПС, формирователь АИМ сигнала ФС, кодирующее устройство КУ, запоминающее устройство ЗУ,

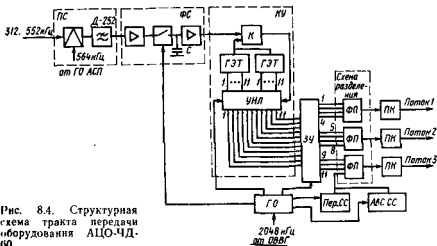


Рис. 8.4. Структурная схема тракта передачи оборудования АЦО-ЧД-60

Рис. 8.5. Структурная схема тракта приема оборудования АЦО-ЧД-60

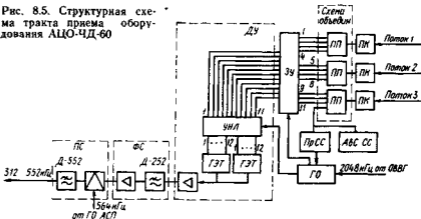


схема разделения по потокам, преобразователи кода ПК, генераторное оборудование передачи ГО, передатчик синхросигнала Пер.СС, формирователь аварийных сигналов и сигналов служебной связи Ав ССС.

Сигнал со спектром 312...552 кГц преобразуется в спектр 12...252 кГц. Несущую частоту 564 кГц получают из ГО аналоговых систем, так как стабильность генераторного оборудования аналоговых систем выше стабильности цифровых, но предусмотрено получение несущей частоты и от ГО<sub>пер</sub> оборудования АЦО-ЧД-60. Фильтр Д-252 ограничивает спектр частот, подавляя верхнюю боковую полосу частот. Возможна подача на фильтр Д-252 непосредственно линейного спектра 12...252 кГц системы передачи К-60. Далее в блоке ФС сигнал дискретизируется с частотой 512 кГц и за счет заряда емкости С на выходе второго усилителя формируется сигнал АИМ-2, который кодируется в КУ. Кодирование нелинейное с характеристикой А-5,4/5. В схеме КУ показаны основные узлы: компаратор К, генераторы эталонных токов ГЭТ, устройство нелинейной логики УНЛ. С выхода КУ параллельный 11-разрядный код записывается в ЗУ, откуда соответствующие разряды попадают в свои формирователи потоков ФП, находящиеся в схеме разделения. В третий поток на соответствующие временные интервалы подаются также синхросигнал, сигналы служебной связи СС, аварийные сигналы Ав.С. Для каждого потока имеется свой преобразователь кода, формирующий линейный код потока.

Структурная схема тракта приема показана на рис. 8.5, где можно выделить блоки, по названию аналогичные блокам тракта передачи, но выполняющие обратные функции. В тракте приема ПК преобразует линейный код в однополярный. Схема объединения

в преобразователях потока ПП распределяет информацию каждого из трех потоков по разрядам 11-разрядной кодовой группы. Информация записывается в ЗУ. Из третьего потока выделяются: синхросигнал, сигналы служебной связи, аварийной сигнализации. Приемник синхросигнала обеспечивает объединение трех потоков в один. Кодовая комбинация с выхода ЗУ параллельным кодом поступает в декодирующее устройство ДУ, где согласно кодовой комбинации формируется АИМ сигнал. Усилитель на выходе декодера выполняет функции развязывающего устройства. Далее сигнал поступает в блок ФС, где фильтр Д-252 выделяет спектр исходного аналогового сигнала 12...252 кГц. В блоке ПС этот спектр преобразуется в спектр 312...552 кГц. При необходимости можно использовать линейный спектр 12...252 кГц системы передачи К-60

### 8.3. ОБОРУДОВАНИЕ ВТОРИЧНОГО ВРЕМЕННОГО ГРУППООБРАЗОВАНИЯ

Оборудование ВВГ находится на стойке СВВГ, где может размещаться до восьми комплектов ВВГ и панель обслуживания ПО-В. Размер стойки стандартный: 2600×600×225 мм.

Панель обслуживания обеспечивает общестоечную сигнализацию, индикацию вида аварии, организацию канала служебной связи в групповом цифровом потоке, стабилизацию питающих напряжений. Совместно с блоками контроля и сигнализации, контроля достоверности, входящих в комплект ВВГ, и блоками ПО-В организуется система автоматического контроля и аварийной сигнализации, которая предназначена для обнаружения неисправности и контроля состояния узлов аппаратуры в процессе ее эксплуатации. Сигнализация СВВГ извещает о нарушении цикловой синхронизации, пропадании цифрового потока в трактах передачи и приема, пропадании тактовой частоты 8448 кГц, снижении верности передачи, выходе из строя приемной части оборудования линейного тракта, пропадании любого внешнего или внутреннего питающего напряжения.

Оборудование ВВГ обеспечивает: объединение четырех потоков со скоростью 2048 кбит/с в цифровой поток со скоростью 8448 кбит/с и наоборот, организацию четырех каналов дискретной информации со скоростью по 8 кбит/с, организацию одного канала служебной связи с использованием дельта-модуляции со скоростью передачи 32 кбит/с. Объединение первичных цифровых потоков основано на принципе двустороннего согласования скоростей и двухкомандном управлении. Такой принцип объединения цифровых потоков рассмотрен в гл. 5.

Построение временного цикла ИКМ-120 рассмотрено в § 5.3 и показано на рис. 5.6. Необходимо отметить особенность использования временных позиций 5...8 в четвертой группе, где передаются информационные символы при отрицательном согласова-



нии скоростей. Как показано в § 5.4, максимальная частота согласования скоростей 120 Гц, а частота следования циклов 8 кГц, т. е. выше примерно в 67 раз. С учетом этого, когда согласование скоростей отсутствует на тех же позициях в одном из каждых двух циклов передается информация о промежуточном значении временного интервала между сигналами записи и считывания, а в других циклах на позициях 5, 6 — передача сигналов извещения об аварии и вызова по служебной связи.

Как отмечалось в § 5.4, передача информации о промежуточном значении временного интервала между сигналами записи и считывания позволяет обнаружить ошибку в передаче команд согласования скоростей. В приемнике команд согласования скоростей ИКМ-120 память хранит информацию четырех предыдущих значений промежуточного состояния временного интервала между сигналами записи и считывания. В этом случае искажение команд согласования скоростей произойдет при искажении четырех передаваемых подряд значений промежуточного состояния скоростей.

В оборудовании ВВГ предусмотрено три режима работы: асинхронный, синхронный, синхронно-синфазный. Первые два режима используются при передаче цифровых потоков, сформированных оборудованием АЦО-30, а третий — при передаче потоков, сформированных в АЦО-ЧД-60. Перевод оборудования ВВГ на синхронный режим работы осуществляется блокировкой приемника команд согласования скоростей. При синхронном и синфазном режимах всеми блоками асинхронного сопряжения передачи управляет один блок  $БАС_{пер}$  и всеми блоками асинхронного сопряжения приема один блок  $БАС_{пр}$ .

В состав оборудования ВВГ (рис. 8.6) входят блоки: генераторного оборудования ГО-В, задающего генератора ГЗ-В, асинхронного сопряжения передачи  $БАС_{пер}$ , асинхронного сопряжения

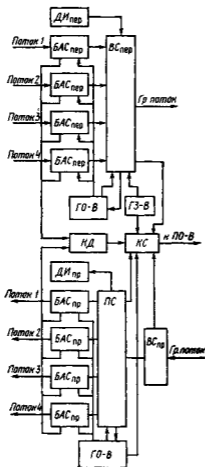


Рис 8.6. Структурная схема оборудования ВВГ

ния приема  $БАС_{пр}$ , вторичного стыка передачи  $ВС_{пер}$ , вторичного стыка приема  $ВС_{пр}$ , приемника синхросигнала ПС, контроля и сигнализации КС, контроля достоверности КД. На схеме также показаны устройства дискретной информации ( $ДИ_{пер}$   $ДИ_{пр}$ ), информации от которых поступает прямо в  $ВС_{пер}$  и выделяется из ПС.

В тракте передачи четыре первичных цифровых потока в линейном коде поступают на входы своих блоков  $БАС_{пер}$ , где происходит преобразование линейного кода в однополярный, запись входного сигнала с частотой 2048 кГц в ЗУ и считывание с частотой 2112 кГц, которая является кратной тактовой частоте 8448 кГц. В  $БАС_{пер}$  производится также согласование скоростей записи и считывания.

Сигналы от четырех блоков  $БАС_{пер}$  поступают в блок  $ВС_{пер}$  для формирования группового сигнала, в который вводятся на соответствующие временные позиции синхросигнал, импульсы дискретной информации и другие служебные сигналы. В блоке  $ВС_{пер}$  однополярный код преобразуется в линейный (КВП-3 или ЧПИ). Далее групповой сигнал поступает на выход оборудования ВВГ.

На приеме групповой сигнал поступает в блок  $ВС_{пр}$ , где происходит преобразование линейного кода в простой однополярный. Затем сигнал поступает в блок ПС, который обеспечивает правильное разделение группового сигнала на четыре цифровых потока, непрерывный контроль синхронизма и восстановление его при нарушении, выделение импульсов дискретной информации и других служебных сигналов. Система цикловой синхронизации — адаптивная, коэффициент накопления по выходу из синхронизма равен 4, коэффициент накопления по входу в синхронизм равен 2. Среднее время вхождения в синхронизм 0,75 мс. Такое время вхождения в синхронизм позволяет избежать нарушения синхронизма в объединяемых первичных цифровых потоках.

Четыре цифровых потока, разделенных блоком ПС, поступают в четыре блока  $БАС_{пр}$ . Блок  $БАС_{пр}$  предназначен для восстановления первоначальной скорости передаваемого потока с помощью записи информационного потока в запоминающее устройство и считывания его с тактовой частотой 2048 кГц. Эта частота вырабатывается генератором с фазовой автоподстройкой.

Генераторное оборудование осуществляет управление работой функциональных узлов аппаратуры передающего и приемного трактов. Генераторное оборудование тракта передачи состоит из блоков ГЗ-В и ГО-В. Частота задающего генератора 8448, стабильность  $\mp 2 \cdot 10^{-5}$ , режимы его работы: внутренней синхронизации, внешней синхронизации, внешнего залуска. Тактовая частота поступает из ГЗ-В в блок  $ВС_{пер}$ , где происходит ее деление на 4. Полученная частота 2112 кГц подается в блок ГО-В, формирующий управляющие последовательности для тракта передачи. В приемном тракте деление частоты 8448 кГц, полученной от ВТЧ, на 4 происходит в блоке ПС. Полученная частота 2112 кГц поступает

в блок ГО-В, формирующий управляющие последовательности для тракта приема. Построение ГО-В тракта передачи аналогично построению ГО-В тракта приема.

Блок КС формирует сигнал «Авария» при нарушении работы блоков ВС<sub>пер</sub>, ВС<sub>пр</sub>, ГЗ-В, ПС, БАС<sub>пер</sub>, БАС<sub>пр</sub>, питания.

#### 8.4. ОБОРУДОВАНИЕ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА

**Оконечное оборудование линейного тракта.** Обеспечивает согласование выхода оборудования БВГ с линейным трактом, дистанционное питание НРП, телеконтроль и сигнализацию о состоянии линейного тракта, служебную связь между оконечными и промежуточными пунктами.

Структурная схема оборудования ОЛТ приведена на рис. 8.7. Каждый линейный тракт имеет свою панель линейного тракта и одну общую панель обслуживания линейных трактов ПО-Л. Панель линейных трактов содержит: блок формирования сигнала

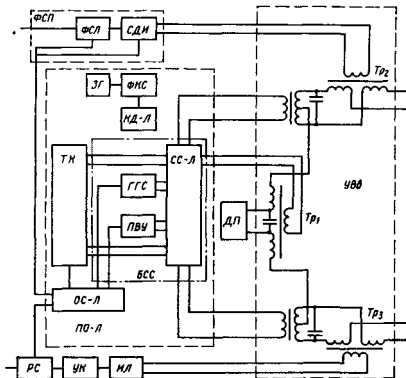


Рис. 8.7. Структурная схема оборудования ОЛТ аппаратуры ИКМ-120

передачи ФСП, блок усилителя корректирующего УК, блок регенератора станционного РС, блок искусственных линий ИЛ, устройство ввода УВв. Устройство ввода обеспечивает объединение и передачу по рабочим парам сигналов линейного тракта, служебной связи, телеконтроля ( $Tr_2$  и  $Tr_3$ ), а также организацию искусственной цепи ДП и аварийной двухпроводной служебной связи ( $Tr_1$ ). Конденсаторы, включенные в линейные обмотки  $Tr_2$  и  $Tr_3$ , обеспечивают цепь прохождения высокой частоты. Конденсатор, включенный в  $Tr_1$ , обеспечивает развязку по постоянному току тракта передачи и приема.

Блок ФСП в тракте передачи предназначен для приема группового сигнала от оборудования ВВГ и его дальнейшей трансляции в линейный тракт. Блок восстанавливает амплитуду, форму и временные положения импульсов в коде КВП-3 или ЧПИ с тактовой частотой 8448 кГц, если затухание соединительной линии между СВВГ и СОЛТ на полутактовой частоте 4114 кГц составляет 0...6 дБ. Преобразования кода сигнала в блоке ФСП не происходит. Параметры сигнала на выходе: амплитуда положительных и отрицательных импульсов на сопротивлении нагрузки  $R_n = 150 \pm 3$  Ом составляет  $3 \pm 0,3$  В, длительность положительных и отрицательных импульсов на уровне 0,5 амплитуды  $59 \pm 6$  нс.

Блок ФСП состоит из двух плат: формирователя линейного сигнала ФЛС и стабилизации длительности импульсов СДИ. Входной каскад ФЛС представляет собой устройство с регулируемым пороговым уровнем. Регулировка порога срабатывания производится автоматически в зависимости от амплитуды входного сигнала. Это дает возможность учитывать затухание соединительной линии между СВВГ и СОЛТ. Выходной каскад представляет собой генератор импульсов тока, появляющихся в момент поступления входных сигналов. Каскад имеет два выхода, с которых противофазные сигналы используются для восстановления положительных и отрицательных импульсов. С выхода сигнал также поступает на выделитель тактовой частоты, которая используется для стабилизации работы плат ФЛС и СДИ. В последней отдельно восстанавливаются импульсы положительных и отрицательных полярностей, стабилизируется их длительность, контролируется прохождение сигнала на выходе.

В тракте приема при укороченном прилегающем регенерационном участке включается ИЛ. Блок УК предназначен для усиления и частотной коррекции сигнала, вносимого прилегающим регенерационным участком. Номинальное затухание участка на частоте 4224 кГц равно 55 дБ, пределы регулировки АРУ  $\pm 10$  дБ.

Блок РС предназначен для: восстановления амплитуды, формы и временных положений импульсов сигнала в коде КВП-3 или ЧПИ с тактовой частотой 8448 кГц, выделения и формирования импульсов тактовой частоты, контроля наличия сигнала на приеме. Построение принципиальных схем станционных усилителя и реге-

нератора аналогично построению схем линейных блоков и будет рассмотрено при описании работы РЛ.

Панель обслуживания линейных трактов содержит блок телеконтроля ТК, служебной связи БСС, общестоечной сигнализации ОС-Л, контроля линейного тракта, куда входят задающий генератор ЗГ, формирователь контрольного сигнала ФКС и плата контроля достоверности линейного тракта КД-Л.

Для обслуживания линейного тракта организуются два канала служебной связи. Четырехпроводный канал использует рабочую пару кабеля. Направление передачи служебной связи совпадает с направлением передачи линейного сигнала. В НРП установлены усилители СС. При снятии ДП этот канал служебной связи не работает и тогда для связи ОП и НРП используется двухпроводный канал, организованный по искусственной цепи подачи ДП.

Блок служебной связи содержит платы: служебной связи линейной СС-Л, переговорно-вызывного устройства ПВУ, громкоговорящей связи ГГС. Плата СС-Л служит для приема и передачи сигналов вызова, служебной связи и телеконтроля, коррекции амплитудно-частотных искажений, вносимых линией, ступенчатой автоматической регулировкой уровня выходного сигнала при изменении входного и осуществляет избирательный прием одной из десяти вызывных частот, поступающих из линии как по рабочим парам, так и по искусственной цепи. Плата ПВУ предназначена для ведения служебных переговоров по каналам служебной связи. В ПВУ находится генератор тонального вызова для вызова станций по каналам служебной связи, осуществляется подключение к одному из каналов служебной связи любого из четырех, обслуживаемых данной стойкой, линейных трактов, подключение на служебный канал стойки СВВГ.

Громкоговорящая связь предназначена для воспроизведений сигналов служебной связи и звуковой сигнализации о вызове данной станции.

Устройства ТК предназначены для непрерывного автоматического контроля НРП, ОРП, оконечных станций. Сигналы ТК передаются на частоте 6,4 кГц методом амплитудной модуляции по рабочим парам вместе с сигналами служебной связи.

Задающий генератор вторичной ЦСП (ЗГ) является источником высокостабильной тактовой частоты 8448 кГц. Схема генератора аналогична схеме СВВГ. Возможны три режима его работы: внутренней синхронизации, управления, внешней синхронизации. В режиме внутренней синхронизации стабильность составляет  $\pm 2 \cdot 10^{-5}$  в течение месяца.

Формирователь контрольного сигнала вырабатывает сигнал псевдослучайной последовательности в коде КВП-3 или ЧПИ. В выходную последовательность может быть введена калиброванная ошибка. Наличие ФКС позволяет обеспечить самостоятельную

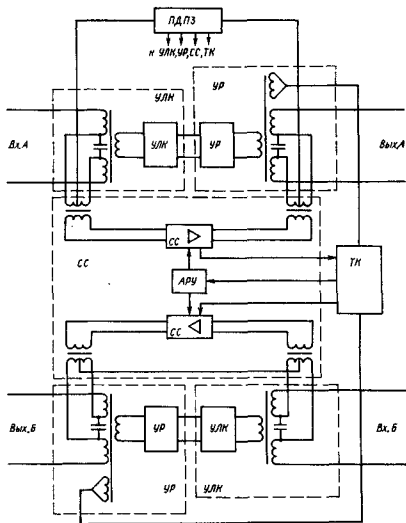


Рис. 8.8. Структурная схема РЛ аппаратуры ИКМ-120

работу линейного тракта, его контроль и проверку при отсутствии сигнала от СВВГ.

Плата контроля достоверности линейного тракта КД-Л позволяет определить коэффициент ошибок в пределах  $10^{-9} \dots 9,9 \cdot 10^{-3}$  и может быть подключена к трактам передачи и приема.

Блок ОС-Л предназначен для сигнализации при всех видах аварий стойки СЛО. Кроме того, с его помощью осуществляется

контроль наличия питающих напряжений, контроль блока ПВУ и включается индикация вида аварии в любом из четырех блоков линейных трактов.

**Регенератор линейный РЛ.** Регенератор (рис. 8.8) служит для восстановления амплитуды, формы и временного положения импульсов линейного сигнала аппаратуры ИКМ-120, а также для передачи на оконечную станцию сигналов ТК, СС. В его состав входят: две платы усилителя линейного корректирующего УЛК, две платы устройства решающего УР, плата служебной связи СС, плата телеконтроля ТК, плата дистанционного питания и защиты ПДПЗ.

Из линии на вход А блока РЛ поступает сложный линейный сигнал, состоящий из основного информационного сигнала и сигналов СС и ТК. На входном трансформаторе УЛК эти сигналы разделяются. Объединение происходит в выходном трансформаторе УР. Сам регенератор можно разделить на линейную и цифровую части. Платы УЛК и УР восстанавливают параметры сигнала, а также подавляют помехи, накопившиеся на прилегающем регенерационном участке.

Сигналы СС и ТК, пройдя усилитель служебной связи, поступают в линию и на устройства ТК, где выделяется сигнал ТК и определяется его амплитуда на частоте 6400 Гц. При превышении этой амплитудой номинального уровня  $-20$  дБ срабатывает система АРУ и уровень на выходе усилителя СС скачкообразно понижается на 2,5 дБ.

Усилитель линейный корректирующий (рис. 8.9) предназначен для коррекции формы импульсов ИКМ сигнала, искаженных при прохождении кабельного участка. Усилитель содержит входной каскад, три корректирующих каскада, охваченных обратной связью, выходной каскад и схемы управления АРУ.

Входной каскад обеспечивает согласование параметров линии и усилителя, корректирующие каскады предварительно усиливают сигнал и корректируют амплитудно-частотные искажения, вносимые линией, выходной каскад обеспечивает номинальный уровень сигнала. Устройства АРУ регулируют усиление и АЧХ усилителя в зависимости от длины участка регенерации и температуры грунта.

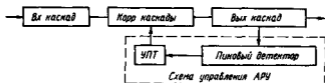


Рис. 8.9. Структурная схема усилителя линейного корректирующего РЛ аппаратуры ИКМ-120

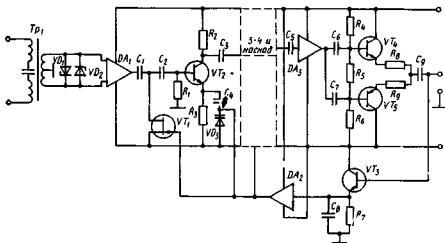


Рис. 8.10. Упрощенная принципиальная схема усилителя РЛ ИКМ-120

Упрощенная принципиальная схема усилителя показана на рис. 8.10 (не показаны цепи стабилизации параметров усилителя, развязки каскадов по питанию, упрощена схема регулировки). Линейный сигнал, пройдя согласующий трансформатор  $Tr_1$ , поступает на дифференциальный усилитель  $DA_1$ . Он предназначен для усиления сигнала, увеличения симметрии входного сопротивления регенератора и подавления синфазных помех, наводимых на вход УЛК. С выхода дифференциального усилителя сигнал поступает на вход регулятора уровня, состоящего из полевого транзистора  $VT_1$  и трех корректирующих каскадов. Его задача — автоматическое поддержание постоянной амплитуды и формы сигнала на выходе УЛК при изменении затухания регенерационного участка. На схеме показан только один из трех корректирующих каскадов ( $VT_2$ ), остальные построены аналогично. Коррекция амплитудно-частотной характеристики каждого каскада осуществляется изменением глубины частотно-зависимой отрицательной обратной связи с помощью изменения емкости варикапа  $VD_3$ .

Сигнал, прошедший регулируемый корректор, усиливается по напряжению дифференциальным усилителем  $DA_3$ , затем по току двухтактным каскадом  $VT_4$ ,  $VT_5$  и через разделительный конденсатор  $C_9$  поступает на вход УР. К выходу усилителя подключен пиковый детектор ( $VT_3$ ,  $C_6$ ,  $R_7$ ), с выхода которого выпрямленный сигнал поступает на вход усилителя постоянного тока  $DA_2$ . Он формирует управляющее напряжение для регулировки и коррекции параметров усилителя.



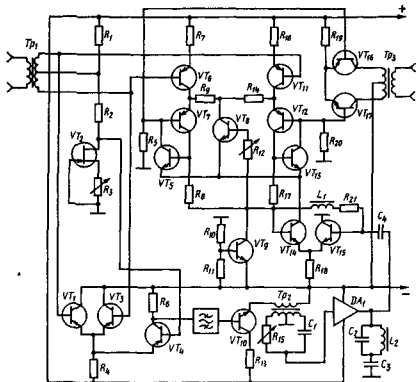


Рис. 8.11. Упрощенная принципиальная схема решающего устройства РЛ аппаратуры ИКМ-120

На рис. 8.11 дана упрощенная схема решающего устройства. Сигнал с УЛК через трансформатор  $Tr_1$  поступает на входы паразитных каскадов  $VT_6$  и  $VT_{11}$ . Порог срабатывания схемы задается напряжением смещения, подаваемым на базы  $VT_6$  и  $VT_{11}$  через среднюю точку трансформатора. Для этого используется делитель напряжения  $R_1, R_2, R_3, VT_2$ . Резистор  $R_3$  и полевой транзистор  $VT_2$  позволяют регулировать порог срабатывания схемы.

К входному трансформатору подключена и схема выделителя тактовой частоты ВТЧ. Она состоит из порогового и выпрямляющего устройства  $VT_1, VT_3$  и  $VT_4$ , кварцевого фильтра, настроенного на тактовую частоту, и согласующего каскада  $VT_{10}$ . Нагрузкой согласующего каскада служит фазовращатель, собранный по мостовой схеме. Резистор  $R_{15}$  позволяет подстраивать фазу несущей частоты, что необходимо для правильного определения момента времени прихода импульса на вход решающего устройства. На выходе ВТЧ находится токовый переключатель  $DA_1$ , нагруженный

на резонансный контур  $C_2, L_2, C_3$ . Полученные на выходе ВТЧ импульсы управляют работой всей решающей схемы. Управление осуществляется через транзисторы  $VT_{14}, VT_{15}$ . При отсутствии сигнала с ВТЧ транзистор  $VT_{15}$  открыт, а транзистор  $VT_{14}$  закрыт, и схема решающего устройства не работает. Открытое состояние транзистора  $VT_{15}$  при отсутствии сигнала тактовой частоты обеспечивается напряжением смещения на базе, подаваемым цепочкой  $L_1, R_{21}$ . При поступлении импульса от ВТЧ транзистор  $VT_{15}$  закрывается, а транзистор  $VT_{14}$  открывается, и решающее устройство определяет наличие или отсутствие импульса на входе.

Решающее устройство представляет собой трехуровневый пороговый переключатель, собранный на транзисторах  $VT_5, VT_7, VT_8, VT_{12}, VT_{13}$ . Транзисторы  $VT_6$  и  $VT_{11}$  являются токопитающими для транзисторов  $VT_7$  и  $VT_{12}$ , и при отсутствии на входе импульсов как положительной, так и отрицательной полярностей они закрыты. В этом случае ток пороговой схемы, когда она работает, будет протекать по средней ветви через транзистор  $VT_8$ . При появлении на входе импульса, превышающего пороговое напряжение, откроется левое или правое плечо порогового устройства, что в свою очередь откроет выходной каскад, собранный на транзисторе  $VT_{16}$  и  $VT_{17}$ , и в линию поступит импульс положительной или отрицательной полярности.

Высокое быстродействие схемы переключения обеспечивается линейным режимом транзисторов  $VT_6$  и  $VT_{11}$  и глубокими положительными обратными связями между транзисторами  $VT_7, VT_5$  и  $VT_{12}, VT_{13}$  соответственно. Транзистор  $VT_9$  и резисторы  $R_{10}$  и  $R_{11}$  являются источником напряжения. Резистор  $R_{12}$  позволяет регулировать режим работы пороговой схемы. В реальных схемах вместо резистора  $R_{12}$  устанавливается цепь стабилизации потенциала порога и уменьшения его динамического смещения.

**Система телеконтроля.** Система телеконтроля ТК, как отмечалось ранее, обеспечивает непрерывный автоматический контроль НРП, ОРП и оконечных станций. Общее число контролируемых пунктов может достигать 40. При средней длине регенерационного участка 5 км максимальная дальность действия ТК составляет 200 км, т. е. соответствует максимальной длине секции ДП.

Контроль секции ТК осуществляется из станции, называемой главной (ГС). Обслуживаемые станции, контролируемые с ГС, обозначаются ОС.

На сетях связи возможна совместная работа аппаратуры ИКМ-120 и К-60П по одним и тем же кабелям. Средняя длина усилительного участка К-60П составляет 20 км, поэтому при совместной работе ИКМ-120 и К-60П усилительный участок К-60П содержит четыре регенерационных участка ИКМ-120. Исходя из этого контролируемый с ГС участок линии разбивают на секции по четыре НРП, где каждому пункту присваиваются номера с 1-го по 4-й. Число секций телеконтроля может достигать десяти при

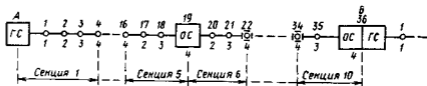


Рис. 8.12. Схема организации телеконтроля линейного тракта ИКМ-120

длине контролируемого участка 200 км. Номинальная длина кабельного участка, содержащегося под давлением для К-60П и для ИКМ-120, равна 20 км. При совместной работе ИКМ-120 и К-60П часть НРП устанавливается в помещении НУП К-60П. В этих НУП устанавливаются устройства содержания кабеля под избыточным давлением СКИД. Система ТК ИКМ-120 предусматривает передачу из этого НУП дополнительных сигналов извещения о состоянии СКИД. Эту возможность имеет НРП в секции ТК с номером 4. Из НРП с номерами 1, 2, 3 передается два сигнала извещения: о верности «Ош» и о давлении в НРП «Давл». Из НРП с номером 4 передается четыре сигнала извещения: «Ош», «Давл», о повышении расхода воздуха из баллона СКИД — «Расход» и о снижении давления в баллоне СКИД — «Баллон». Если контролируемым пунктом с номером 4 является ОС, то передаются сигналы: о верности — «Ош», о наличии сигнала в тракте передачи — «Пер», об аварии панели ЛТ — «ЛТ», об аварии оборудования ВВГ — «ВВГ».

При необходимости число НРП в секции может быть меньше четырех (например, число регенерационных участков не делится на четыре). Для секций 2...9 число НРП может быть равным трем, а для первой и последней (последней может быть любая секция) число НРП может быть любым. Главной станцией (по телеконтролю) может быть любая оконечная или промежуточная станция. На промежуточной станции оборудование телеконтроля может работать в одну сторону как ГС, а в другую как ОС. На рис. 8.12 приведен пример схемы организации телеконтроля. Станция А является главной ГС, станция Б работает в одну сторону станции А как ОС, в другую сторону как ГС. Всего в контролируемом участке содержится 36 контролируемых пунктов, из которых 19-й и 36-й находятся в ОС, а 22-й и 34-й — в помещении НУП К-60П. Общее число секций — десять. В секциях 5 и 6 отсутствуют НРП с номером 1, а в секции 10 отсутствуют НРП с номерами 1 и 2. Такое построение укороченных секций позволяет сделать последние контролируемые пункты в секциях ТК четвертыми, что дает возможность передавать из них четыре сигнала извещения.

Работа системы ТК осуществляется на частоте 6400 Гц по четырехпроводной схеме. Это дает возможность передавать совместно сигналы ТК и служебной связи. От ГС по одной рабочей паре производится запрос контролируемых пунктов, после чего по вто-

рой рабочей паре они посылают ответ. Направление передачи сигналов телеконтроля совпадает с направлением передачи цифрового сигнала.

Запрос секций телеконтроля происходит поочередно.

После запроса секции отвечают контролируемые пункты данной секции.

Исходным моментом при описании работы системы телеконтроля является посылка сигнала телеконтроля длительностью 0,32 с. За это время передается 2048 колебаний частоты 6400 Гц. Подсчет общего числа этих колебаний позволяет определить количество посылок.

Запрос любой секции телеконтроля с ГС содержит следующие команды: установки измеряемого направления (А или Б), номера запрашиваемой секции, счета ошибок в линейном тракте, передачи сигналов извещения контролируемых пунктов секции на ГС.

Команда установки измеряемого направления состоит из 11 сигналов для направления А и 12 сигналов для направления Б. Команда номера опрашиваемой секции содержит от 1 до 10 сигналов и соответствует номеру секции. После передачи номера опрашиваемой секции создается пауза для измерения коэффициента ошибок. Это и есть команда счета ошибок. Длительность паузы зависит от измеряемого коэффициента и может составлять 0,08...100 с (табл. 8.1). Команда передачи сигналов извещения содержит 11 сигналов. По получении этой команды каждый контролируемый пункт секции пропускает из тракта передачи в тракт приема один сигнал, соответствующий его номеру: первый пункт — первую, второй — вторую посылку и т. д.

Каждая посылка содержит две информации: о верности передаваемого цифрового сигнала и о состоянии избыточного давления в НРП. Для передачи двух сигналов извещения посылка делится пополам: первая половина несет информацию о достоверности, вторая — о давлении в контейнере НРП. Наличие сигнала ответа говорит о нормальном значении передаваемого сигнала, т. е. о том, что достоверность выше, чем контролируемая, и давление не ниже нормы. При ненормальном значении параметра соответствующая половина посылки не передается. Четвертый контролируемый пункт кроме четвертой посылки «заворачивает» и пятую, что позволяет передать еще два сигнала извещения. Для правильного разделения команд и их фиксации в устройствах приема последний сигнал всех команд укорачивается на 0,25 времени интервала, или 0,08 с. На рис. 8.13 в качестве иллюстрации изображена структура сигнала запроса для контроля направления Б секции 9. На графике выделены команды запроса, защитные интервалы между командами, условно показано заполнение команд частотой 6400 Гц, указано число посылок для конкретного варианта запроса.

Таблица 8.1

Коэффициент ошибок	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$	$10^{-7}$
Длительность паузы, с	0,08	1	10	100

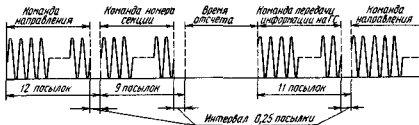


Рис. 8.13 Структура сигнала запроса системы телеконтроля линейного тракта ИКМ-120

Структурная схема устройств ТК контролируемого пункта дана на рис. 8.14. Схема содержит следующие узлы и устройства: регенераторы, усилители сигналов служебной связи и сигналов телеконтроля направлений А и Б, устройства АРУ усилителей служебной связи, выделитель сигналов телеконтроля ВСТ, счетчик на 2048 единиц, регистр сдвига, устройство контроля достоверности УКД, устройство запоминания номера секции УЗНС, устройство

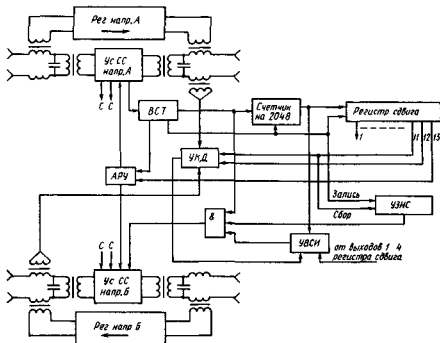


Рис. 8.14. Структурная схема устройств ТК контролируемого пункта линейного тракта ИКМ-120

1  
включения сигналов извещения УВСИ, схему И, через которую сигналы ответа передаются в линейный тракт.

4 Рассмотрим работу устройства ТК. С выхода усилителя сигнал поступает на ВСТ, который преобразует синусоидальные колебания с частотой 6400 Гц в последовательность импульсов со скважностью два той же частоты. Эта последовательность поступает на вход счетчика 2048. На его выходе получается последовательность импульсов со скважностью два с периодом, равным длительности одной посылки 0,32 с. Эта последовательность подается в регистр сдвига. Во время передачи команды на соответствующих выходах регистра появляется логическая единица на время одной посылки.

После окончания любой команды с заполнением частотой 6400 Гц во время пауз между такими командами или во время счета ошибок со второго выхода ВСТ подается сигнал сброса счетчика и регистра. С приходом следующей команды работа счетчика и регистра сдвига начинается заново. В качестве сигнала сброса используется огибающая передаваемой команды. Этот же сигнал сброса используется как сигнал записи в устройство запоминания номера секции. Так как запоминающее устройство подключено согласно номеру секции к соответствующим выходам регистра, запись произойдет в тех запоминающих устройствах, где на выходе регистра была единица. Это будет только в пунктах одной секции. Сброс памяти запоминающего устройства производится импульсом с 11-го разряда регистра.

Рассмотрим прохождение команд по устройствам ТК. Первая команда запроса определяет направление измерения устройствам УКД. По этой команде УКД всех контролируемых пунктов подключаются к требуемому направлению. Вторая команда включает в работу УЗНС только запрашиваемой секции, которые готовят схемы И к прохождению сигналов извещения. По окончании второй команды все счетчики УКД начнут счет ошибок. Окончание счета — появление команды включения сигналов извещения. Принцип передачи сигнала извещения следующий. Импульсы с частотой 6400 Гц будут проходить из тракта передачи в тракт приема через схему И, если запрашивается данная секция, при появлении единицы на выходе соответствующего разряда регистра сдвига (что зависит от номера пункта в секции ТК) и при отсутствии аварийного сигнала. Это обеспечивается работой УВСИ, причем в первой половине интервала посылки передается аварийный сигнал «Ош», во второй — «Давл». И так в секции поочередно работают УВСИ первого, второго и т. д. пунктов.

Для ответа всех пунктов контролируемой секции достаточно иметь команду ответа длительностью 5 посылок, однако ее длительность — 11 посылок. Это необходимо для того, чтобы единица с 11-го разряда регистра сдвига сбросила память УЗНС и привела устройства ТК в исходное состояние.

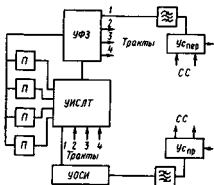


Рис. 8.15. Упрощенная структурная схема устройств ТК главной станции линейного тракта ИКМ-120

Один раз за весь цикл опроса секций ТК в линию подается 13 посылок. По этой команде работают устройства АРУ усилителей служебной связи. Принцип работы АРУ будет рассмотрен ниже.

Упрощенная структурная схема устройств ТК главной станции показана на рис. 8.15. Тракт передачи содержит устройство, формирующее запрос обслуживаемых пунктов УФЗ. Это же устройство вырабатывает управляющие импульсы для управления устройствами ТК главной станции.

В тракте приема происходит обработка сигналов извещения. Для этого частота 6400 Гц преобразуется в последовательность прямоугольных импульсов, выделяется огнивающая этих импульсов, анализируются сигналы извещения. С выхода устройства обработки сигналов извещения УОСИ аварийные сигналы подаются на устройство индикации состояния линейного тракта УИСЛТ.

При поступлении аварийного сигнала устройства памяти П

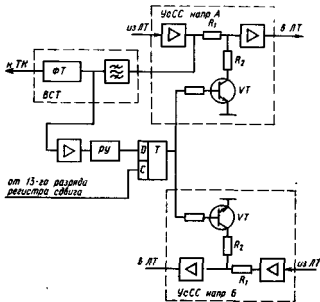


Рис. 8.16. Структурная схема АРУ усилителя служебной связи ИКМ-120

фиксируют номер пункта и вид аварии и обеспечивают ее постоянную индикацию для принятия соответствующих мер, пока устройства ТК опрашивают другие пункты.

Стойка линейного оборудования СЛО может обеспечить работу до четырех линейных трактов, и устройство, формирующее запрос, будет поочередно опрашивать эти тракты. Для каждого тракта предусматривается свое устройство памяти аварийной сигнализации.

Предусмотрен и ручной режим работы системы ТК, что дает возможность анализировать работу конкретной секции или одного контролируемого пункта.

На рис. 8.16 показана структурная схема АРУ усилителя служебной связи, содержащая усилитель служебной связи УсСС, блок выделителя сигнала телеконтроля и регулировочную цепочку из выпрямителя, решающего устройства и триггера. Блок усилителя состоит из двух усилителей, между которыми включается удлинитель ( $R_1$  и  $R_2$ ) затуханием 2,5 дБ, изменяющий уровень сигнала на выходе. Включение удлинителя определяется режимом работы транзистора VT. Необходимость включения удлинителя определяется уровнем амплитуды частоты 6400 Гц сигнала телеконтроля. Этот сигнал снимается с первого усилителя и выделяется полосовым фильтром. Далее он проходит выпрямитель и поступает на решающее устройство. Если уровень сигнала превышает номинальный ( $-20$  дБ), то на вход триггера подается логическая 1. При появлении импульса на выходе 13-го разряда регистра сдвига, подключенного к входу С триггера, единица появится на выходе триггера и откроет транзистор. Уровень на выходе УсСС уменьшится на 2,5 дБ. Тем самым включение и выключение удлинителей на соответствующих пунктах позволит поддерживать с определенной точностью диаграмму уровней прохождения сигналов служебной связи и ТК.

Блок дистанционного питания ДП является стабилизатором постоянного тока на 125 мА с изменяемым напряжением на выходе 35...980 В. Требуемое напряжение на выходе блока ДП зависит от длины секции ДП.

Блок собран по стандартной схеме с применением управляемого конвертора (рис. 8.17). В состав блока входят: устройства сигнализации и защиты УСЗ, задающий генератор ЗГ, устройство управления УУ, управляемый конвертор КУ, устройство коммутации УК, датчики тока ДТ<sub>1</sub>, ДТ<sub>2</sub>. Задающий генератор вырабатывает импульсы опреде-

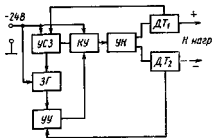


Рис. 8.17. Структурная схема блока ДП системы передачи НКМ-120



ленной формы и напряжения, имеющие фиксированную частоту С помощью этих импульсов УУ управляет конвертором.

На ЗГ, КУ и УСЗ подается постоянное напряжение —24 В. Управляемый конвертор обеспечивает требуемое напряжение на выходе при токе нагрузки 125 мА. Изменение напряжения на выходе производится ручной коммутацией. Управление конвертором осуществляет УУ. Для обеспечения стабильной величины выходного тока на УУ подается от ДТ<sub>2</sub> напряжение обратной связи, которое зависит от тока на выходе. В случае изменения тока ДП, а следовательно, и напряжения обратной связи, в УУ изменяется длительность управляющих импульсов, поступающих на КУ таким образом, что выходной ток остается в заданных пределах.

Устройство сигнализации и защиты предназначено для отключения напряжения от линии связи при аварийных ситуациях и выработки сигнала аварии. Управляется УСЗ напряжением от ДТ<sub>1</sub>. Сигнал аварии с отключением ДП выдается при увеличении выходного тока до 145 мА, обрыве цепи ДП, появлении тока утечки на землю более 3 мА, перегорании предохранителя. Сигнал аварии без отключения ДП выдается при уменьшении выходного тока до 105 мА. Устройство коммутации, выведенное на лицевую панель, позволяет осуществлять изменение режима работы блока ДП, разрыв цепи ДП, разряд линии связи на землю, подачу в линию напряжения обратной полярности, визуальный контроль за выходными током и напряжением.

Подача в линию напряжения обратной полярности в случае аварии на линии позволяет при использовании специальной схемы включения нагрузки в цепь ДП обеспечить работоспособность линейного тракта до участка повреждения. Стойка СОЛТ может питаться от двух напряжений: 24 В и 60 В, поэтому выпускаются блоки ДП двух модификаций: ДП-24М и ДП-60М. Выходные параметры и построение этих блоков одинаковы.

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Основные технические данные системы передачи ИКМ-120.
2. Схема организации связи системы передачи ИКМ-120.
3. Основные технические характеристики оборудования АЦО-ЧД-60.
4. Построение структурных схем трактов передачи и приема аппаратуры АЦО-ЧД-60.
5. Как строится временной цикл системы передачи ИКМ-120?
6. Построение структурной схемы оборудования ВВГ и режимы его работы.
7. Построение структурных схем оборудования ОЛТ, линейного регенератора.
8. Работа схем УЛК и РУ НРП.
9. Какие функции выполняет система телеконтроля?
10. Работа системы ТК линейного тракта системы передачи ИКМ-120.
11. Построение структурной схемы системы ТК главной и контролируемой станций.

9.1. СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИКМ-480

Комплекс аппаратуры третичной ЦСП ИКМ-480 предназначен для организации на внутризональных и магистральной сетях связи пучков каналов по кабелю МКТ-4 с парами 1,2/4,6 мм. Аппаратура обеспечивает организацию до 480 каналов ТЧ при скорости передачи группового потока 34 368 кбит/с. Линейный тракт организуется по однополосной четырехпроводной однокабельной схеме. Длина непрерывного участка по ТЧ 2500 км, расстояние между обслуживаемыми регенерационными пунктами до 200 км, длина регенерационного участка  $3_{-0,7}^{+0,15}$  км.

Групповой цифровой поток со скоростью 34 368 кбит/с формируется с помощью асинхронного или синхронного побитного объединения четырех потоков со скоростью 8448 кбит/с. Принцип построения структуры цикла передачи тот же, что в системе ИКМ-120. Цикл содержит 2148 импульсных позиций (рис. 9.1), из которых 2112 информационных и 36 служебных. Сам цикл длительностью 62,5 мкс разбит на три группы. Каждая группа содержит 716 им-

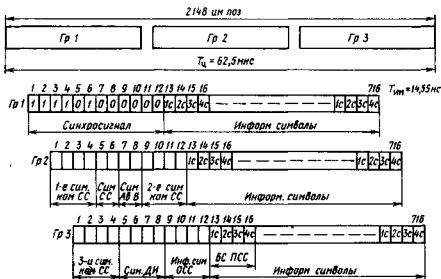


Рис. 9.1. Временная структура цикла системы передачи ИКМ-480

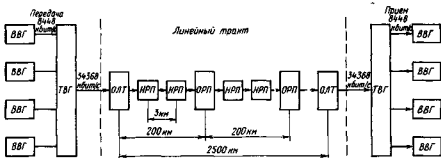


Рис. 9.2. Схема организации связи системы передачи ИКМ-480

пульсных позиций, из которых 12 используются для передачи служебных сигналов, а остальные 704 импульсные позиции занимают информационные символы. В первой группе на позициях 1...12 передается синхрогруппа 111101000000. Во второй группе на позициях 1...4 передаются первые символы команд согласования скоростей, на позициях 5, 6 — символы служебной связи, на позициях 7, 8 — сигналы аварии и вызова по служебной связи, на позициях 9...12 — вторые символы команд согласования скоростей. В третьей группе на позициях 1...4 передаются третьи символы команд согласования скоростей, на позициях 5...8 — символы дискретной информации, на позициях 9...12 — информационные символы, формируемые при отрицательном согласовании скоростей, на позициях 13...16 при положительном согласовании скоростей ПСС вместо информационных символов передаются балластные символы, которые при приеме информации должны быть изъяты.

Схема организации связи с помощью аппаратуры ИКМ-480 приведена на рис. 9.2, где можно выделить оборудование формирования третичного цифрового потока со скоростью 34368 кбит/с и оборудование линейного тракта.

Оборудование формирования третичного потока содержит оборудование аналого-цифрового преобразования (на рис. 9.2 не показано), оборудование вторичного временного группообразования, размещенного на стойке ВВГ, оборудование третичного временного группообразования, размещенного на стойке ТВГ. Аналого-цифровое оборудование АЦО и оборудование ВВГ уже рассматривалось в составе систем передачи ИКМ-30 и ИКМ-120. Стойка ТВГ предназначена для размещения до четырех комплектов аппаратуры третичного группообразования КТВГ и позволяет организовать до четырех третичных цифровых потоков. Комплект ТВГ обеспечивает асинхронное или синхронное объединение и разделение четырех цифровых потоков со скоростью передачи 8448 кбит/с. Принцип построения КТВГ аналогичен построению КВВГ, где используется двустороннее согласование скоростей и двухкоманд-

ное управление, система цикловой синхронизации — адаптивная.

Групповой сигнал на выходе оборудования ТВГ преобразуется в код КВП-3 или ЧПИ. По третичному цифровому тракту можно организовать канал служебной связи с использованием дельта-модуляции и четыре канала для передачи дискретной информации со скоростью 16 кбит/с, для чего предусмотрены соответствующие временные позиции в цикле передачи.

Система сигнализации обеспечивает включение рядовой и общестанционной сигнализации при следующих повреждениях:

пропадании любого внешнего напряжения, питающего КТВГ в стойке;

пропадании вторичных напряжений, питающих цепи сигнализации;

пропадании принимаемых цифровых сигналов;

выходе из строя оборудования линейного тракта;

выходе из строя любого блока КТВГ.

Для возможности переключения стандартных цифровых трактов на различные направления в процессе эксплуатации эти тракты заводятся на стандартные стойки коммутации групповых трактов, применяемые в аналоговых системах передачи: первичные цифровые тракты — на стойку коммутации первичных групп СКП, вторичные и третичные цифровые тракты — на стойку коммутации вторичных и третичных групп СКВТ.

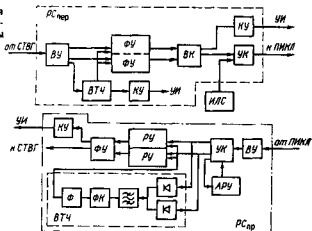
Оборудование линейного тракта позволяет организовать по кабелю МКТ-4 два линейных тракта ИКМ-480 и содержит: линейное оборудование оконечной станции — стойку ОЛТ, обслуживаемые регенерационные пункты ОРП, которые устанавливаются через 200 км, необслуживаемые регенерационные пункты НРП, которых на участке ОРП—ОРП может быть до 66.

Для работы НРП и обслуживания линейного тракта организуется дистанционное питание, служебная связь, участковая и магистральная телемеханика, для чего используются коаксиальные и симметричные пары кабеля МКТ-4: четыре коаксиальные пары — для работы линейных трактов двух систем, две симметричные пары — для организации служебной связи, две симметричные пары — для работы участковой телемеханики и одна симметричная пара — для работы магистральной телемеханики.

Стойка оборудования линейного тракта СОЛТ входит в состав оконечной станции ИКМ-480 и предназначена для организации по кабелю МКТ-4 цифровых линейных трактов двух систем передачи ИКМ-480, служебной связи, дистанционного питания и контроля НРП. В СОЛТ предусмотрена возможность обеспечения работоспособности и контроля линейного тракта как при нормальном режиме работы СТВГ, так и при отсутствии сигнала от СТВГ (в автономном режиме). Во втором случае в состав оборудования линейного тракта должен входить источник тактовой частоты (задающий генератор) и имитатор линейного сигнала, который под-



Рис. 9.4. Структурная схема РСР и РСПр стойки СОЛТ аппаратуры ИКМ-480



Задача РСР состоит в компенсации затухания и искажений, вносимых соединительной линией между СТВГ и СОЛТ. Регенератор содержит входной усилитель ВУ, формирующие устройства ФУ, выделитель тактовой частоты ВТЧ, выходной каскад ВК, устройство коммутации УК, схему контроля СК. Затухание соединительной линии не должно превышать 6 дБ на частоте 17184 Гц, что дает возможность выполнить выходной усилитель и формирователь импульсов по упрощенной схеме.

Цифровой сигнал с выхода СТВГ в квазитроичном коде КВП-3 или ЧПИ поступает на ВУ, где усиливается и подается на три выхода. С одного из них сигнал поступает на ВТЧ, с двух других выходов противофазные сигналы подаются на формирователь импульсов, где отдельно восстанавливаются импульсы положительной и отрицательной полярностей. Выходной каскад, выполненный по схеме токового ключа, обеспечивает объединение импульсов положительной и отрицательной полярностей и получение линейного сигнала с параметрами: амплитуда импульса  $3,0 \pm 0,2$  В на нагрузке  $R_n = 75 \pm 0,8$  Ом; длительность импульса (на уровне по схеме токового ключа, обеспечивает объединение импульсов на уровне от 0,1 до 0,9 амплитуды — не более 5 нс. Устройство коммутации при пропадании сигнала на входе РС автоматически подает в линию сигнал от ИЛС, содержащий единицы, что поддерживает работоспособность линейного тракта. Имитатор линейного сигнала при соответствующей команде подает в линейный тракт псевдослучайную последовательность импульсов, которая используется для проверки работы линейного тракта. Схемы контроля позволяют контролировать отсутствие входного и выходного сигналов блока РС. Сигнал «Авария входа РС» выдается при пропадании тактовой частоты на выходе ВТЧ, сигнал «Авария выхода РСР» — при пропадании сигнала на выходе ВК.

Регенератор станционный приема восстанавливает сигнал, пришедший из линейного тракта. Он содержит: входное устройство ВУ, усилитель-корректор с АРУ (УК), решающие устройства РУ, формирующее устройство ФУ; выделитель тактовой частоты ВТЧ.

Сигнал через входное устройство поступает на усилитель-корректор, усиливающий и корректирующий амплитудно-частотные искажения, вносимые прилегающим регенерационным участком. Устройство АРУ позволяет поддерживать постоянный уровень сигнала на выходе усилителя при длине регенерационного участка в пределах 2,3...3,15 км и изменении затухания кабеля, вызванного изменением температуры грунта. Регулировка уровня производится в цепи ООС усилителя. Отказ от регулируемой искусственной линии на входе усилителя повышает помехозащищенность входного сигнала, но ограничивает пределы регулировки.

Усилитель построен аналогично усилителю регенератора ИКМ-120, но имеет два выхода, с которых противофазные сигналы поступают на решающие и формирующее устройства, управляемые импульсами от ВТЧ. Последний через выпрямитель, преобразующий двухполярные сигналы в однополярные, подключается к обоим выходам усилителя, что обеспечивает их одинаковую нагрузку. Узкополосным кварцевым фильтром выделяется тактовая частота, которая проходит фазовый корректор ФК и поступает на формирователь Ф управляющих импульсов тактовой частоты. Контрольное устройство КУ, подключенное к выходу ФУ, фиксирует пропадание сигнала на выходе РС<sub>пр</sub>.

Для электропитания микросхем ОЛТ имеются два стабилизатора напряжения СН +5 В и СН —5 В, которые на схеме не показаны. При выходе СН из строя срабатывает сигнализация. Всего на устройстве индикация УИ фиксируются пять аварийных сигналов с ОЛТ: «Авария входа РС», «Авария выхода РС», «Авария РС<sub>пр</sub>», «Авария СН +5 В», «Авария СН —5 В».

Дистанционное питание линейного тракта системы ИКМ-480 осуществляется по центральным жилам коаксиальных пар постоянным током по схеме «провод — провод» независимо для каждой системы передачи. Напряжение дистанционного питания, подаваемое в секцию ДП, может достигать 1300 В при токе 200 мА и последовательном включении нагрузок. Дистанционное питание системы СС осуществляется по искусственным цепям первой и второй симметричных пар, дистанционное питание участковой телемеханики осуществляется по искусственным цепям четвертой и пятой симметричных пар. В обоих случаях ДП используется постоянный ток напряжением до 430 В. Дистанционное питание магистральной телемеханики осуществляется по жилам третьей симметричной пары постоянным током 20 мА, напряжением до 360 В. Во всех случаях включение нагрузок последовательное. Схема ДП позволяет организовать секцию ОП—ОРП или ОРП—ОРП максималь-

ной длины 201 км с числом НРП в секции до 66, причем с каждого ОП или ОРП в этом случае питается 33 НРП.

Устройства дистанционного питания УДП представляют собой высоковольтные стабилизаторы тока с большим пределом регулировки выходного напряжения. Основу УДП составляет блок управляемого конвертора (преобразователя), нормальный режим работы которого обеспечивают устройства управления, защиты и сигнализации. Принцип построения такого блока ДП рассмотрен в системе ИКМ-120. Блоки ДП, ДП ТММ, ДП ТМУ и ДП СС построены аналогично, только в блоке ДП для получения напряжения до 1300 В может последовательно включаться до пяти конверторов.

Устройства служебной связи УСС обеспечивают организацию трех каналов служебной связи. Канал постанционной и участковой служебной связи ПСС—УСС организуется по двум симметричным парам в спектре тональной частоты 0,3...3,4 кГц и предназначен для организации участковой служебной связи между НРП и ОРП. Для осуществления служебной связи с наружной стороны контейнера НРП имеется вилка для подключения аппарата обходчика. Канал ПСС ВЧ занимает полосу 12...16 кГц, он организуется по четырехпроводной схеме на тех же парах, что и канал ПСС—УСС, и предназначен для организации постанционной служебной связи. Канал цифровой служебной связи организуется в каждом третичном цифровом потоке на СТВГ методом адаптивной дельта-модуляции при скорости цифрового потока 32 кбит/с.

Для разделения ПСС—УСС и ПСС—ВЧ используются фильтры ФПСС. Устройство коммутации УКСС служит для подключения ПВУ к любому из каналов СС на любом направлении, обслуживаемом с данной СОЛТ, и вывод каналов СС на громкоговорящую связь. Предусмотрена возможность использования ПСС—УСС при аварийных работах на линейном тракте, когда подача ДП в кабель невозможна.

Устройства магистральной телемеханики ТММ обеспечивают прием с ОРП и противоположного ОП аварийных сигналов «Предупреждение» и «Авария» и индикации на стойке СОЛТ направления и номера ОРП, откуда поступил сигнал.

Устройства участковой телемеханики ТМУ обеспечивают прием с НРП сигналов извещения и передачу на НРП сигналов управления, для чего предназначен блок линейный БЛ. Блок распределителя сигналов БРС управляет работой ТМУ всей секции, определяет, какой аварийный сигнал и с какого НРП поступает, вырабатывает соответствующие сигналы управления для подключения ДП к устройствам обнаружения ошибок, расположенных в НРП.

Оборудование контроля и сигнализации ОКС обеспечивает включение общесоединительной и рядовой сигнализации и содержит: устройства контроля достоверности работы линейного тракта УДК, устройства индикации УИ<sub>1</sub>, УИ<sub>2</sub>, УИ<sub>3</sub> работы блоков ОЛТ, ДП, ТМУ, ТММ и общерядовой сигнализации БОС.



Пункты ОРП обеспечивают регенерацию линейного сигнала, подачу дистанционного питания и контроль за работой НРП. В ОРП устанавливаются две стойки СОЛТ для обслуживания двух прилегающих секций ДП. В ОРП может быть организовано выделение вторичных и первичных цифровых потоков. Для выделения вторичных цифровых потоков в составе оборудования ОРП применяется СТВГ. Часть вторичных цифровых потоков со скоростью 8448 кбит/с выделяется, а остальные проходят транзитом. Для выделения первичных цифровых потоков со скоростью 2048 кбит/с применяется оборудование СВВГ.

Необслуживаемый регенерационный пункт грунтовой НРПГ-2 предназначен для регенерации сигналов ИКМ-480 в линейном тракте, а также для передачи на обслуживаемую станцию сигналов извещения и приема сигналов управления телемеханикой, усиления сигналов ВЧ и НЧ служебной связи. Пункт НРПГ-2 выпускается в трех вариантах: НРПГ-2, НРПГ-2С (с блоками служебной связи); НРПГ-2Т (с блоками магистральной телемеханики). В состав НРПГ-2 входят следующие блоки: два регенератора линейных РЛ (для двух систем ИКМ-480), блок участковой телемеханики БТМ, блок обходчика БО. В состав НРПГ-2С входят РЛ (2 шт.), БТМ и блок усилителя служебной связи БУСС вместо БО. К НРПГ-2Т относятся: РЛ (2 шт.), БТМ, БО и блок регенератора магистральной телемеханики РМТ или линейной защиты БЛЗ.

Контейнеры НРПГ-2 устанавливаются на линии через  $3 \pm_{07}^{015}$  км НРПГ-2С — через 18 км, НРПГ-2Т — через 69 км. Контейнер

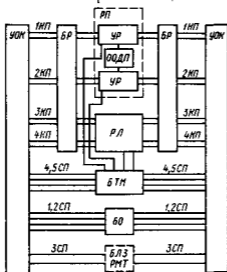


Рис. 9.5. Структурная схема НРП аппаратуры ИКМ-480

НРПГ-2С имеет выходы для подключения датчиков сигнализации устройств содержания кабеля под воздушным давлением УСКД, так как длины участков кабеля, содержащиеся под давлением, равны 18 км. Контейнер НРПГ-2 выполнен на основе корпуса контейнера системы передачи К-300. Структурная схема построения НРПГ-2 приведена на рис. 9.5. Оборудование контейнера НРПГ-2 подключается к магистральному кабелю с помощью устройства оконечного кабельного УОК. В это устройство с одной стороны вводится стабикабель марки

МКТСБ-4, а с другой стороны расположена плата с установленными на ней розетками и разъемами коаксиальных и симметричных пар кабеля.

Линейный регенератор РЛ служит для приема и восстановления линейного цифрового сигнала. Для защиты РЛ от токов грозового разряда и промышленной частоты при аварии высоковольтных линий используются блоки разрядников БР. В состав РЛ входят два устройства регенерации УР и плата обнаружения обрыва дистанционного питания ООДП. Построение УР аналогично стационарному регенератору СОЛТ на приеме, только УР дополнительно содержит плату ДП. Плата ООДП служит для определения места обрыва внутренних проводников коаксиального кабеля, для чего в случае обрыва цепи ДП блоков РЛ на обслуживаемой станции вместо комплекта ДП к линии подключается устройство переполюсовки. Это позволяет включить платы ООДП в блоках РЛ между обслуживаемой станцией и местом обрыва, и на данных НРП в устройствах БТМ будет поступать сигнал «Обрыв», который будет передан на обслуживаемую станцию.

Блок телемеханики осуществляет сбор информации о состоянии контейнера, давлении воздуха в кабеле и баллоне, передачу этих сигналов на обслуживаемый пункт, прием от обслуживаемого пункта сигналов управления, которые позволяют произвести дистанционное измерение вероятности ошибки в РЛ, и является ретранслятором сигналов извещения из всех последующих НРП или сигналов управления для них. По тем же симметричным парам кабеля, по которым работает участковая телемеханика, организуется ДП УТМ. При обрыве цепи телемеханики для определения участка обрыва на обслуживаемой станции производится переполюсовка цепи питания БТМ, в результате чего последние переводятся до места обрыва на параллельную схему включения в цепь ДП. В этом режиме работы на БТМ со стороны обслуживаемой станции посылается импульс опроса. Блок БТМ вырабатывает ответный импульс и посылает импульс опроса на следующий БТМ, и так будет на всех БТМ до участка повреждения. По числу ответных импульсов на обслуживаемой станции определяют участок обрыва цепи участковой ТМ.

Блок обходчика содержит фильтры защиты линий служебной связи от наводок напряжения переменного тока частоты 50 Гц и трансформатор, обеспечивающий возможность безопасного подключения аппарата обходчика к каналу служебной связи. В НРПГ-2С вместо блока БО устанавливается БУСС, имеющий усилитель служебной связи.

Блок линейной защиты обеспечивает защиту цепи магистральной телемеханики от наводимых напряжений переменного тока частоты 50 Гц. В НРПГ-2Т вместо блока БЛЗ устанавливается блок РМТ, который используется для регенерации линейных сигналов магистральной телемеханики и защиты цепи.

Система телемеханики ИКМ-480 содержит устройства участка и телемеханики ТМУ и магистральной телемеханики ТММ.

Участковая телемеханика предназначена для передачи сигналов извещения с НРП на ОП или ОРП и передачи команд управления с ОРП на НРП. Устройство ТМУ обеспечивает автоматическое определение номера НРП с передачей из НРП в ОП или ОРП шести сигналов извещения: понижения давления в кабеле (контейнере) ниже допустимых пределов — «Давление»; вскрытия крышки НРП или появления воды — «Люк»; вызова по каналу служебной связи — «Вызов»; отсутствия воздуха в баллоне для заправки в кабель — «Баллон»; повышения расхода воздуха в системе УСКД — «Газ»; обрыва кабеля — «Обрыв».

Кроме того, ТМУ обеспечивает передачу пяти сигналов управления обнаружителями ошибок на линейном регенераторе: четыре сигнала «Включить» (по количеству трактов) и один сигнал «Отключить» (по которому отключаются все сигналы управления). С помощью блока УТМ НРП сигналы телеизмерения о значении коэффициента ошибок в соответствующем НРП передаются в сторону контролирующей станции. С НРП передаются два сигнала: «Предупреждение», если коэффициент ошибок больше  $10^{-5}$ , и «Авария», если коэффициент ошибок больше  $10^{-3}$ . Эти два сигнала передаются с НРП только при запросе с контролирующей станции. Конструкцией УТМ предусмотрено определение участка обрыва цепи ДП регенераторов НРП и участка обрыва цепи УТМ.

Секция УТМ на участке ОРП—ОРП или ОП—ОРП должна совпадать с секцией ДП и может содержать до 33 НРП. Принцип работы УТМ аналогичен принципу работы ТК системы ИКМ-120 и может осуществляться в автоматическом и ручном режимах: первый обеспечивает постоянный контроль состояния НРП, второй используется для определения НРП с повышенным коэффициентом ошибок и определения участка обрыва цепи ДП регенераторов и цепи УТМ.

Телемеханика магистральная обеспечивает передачу сигналов о состоянии линейного тракта с ОРП на оба конечных пункта. Оборудование ТММ состоит из устройств, размещаемых в оконечных (ТММ ОП) и обслуживаемых (ТММ ОРП), а также регенераторов сигналов ТММ, устанавливаемых в НРП. Устройства ТММ рассчитаны на обслуживание до 12 ОРП между ОП.

Устройство ТММ ОП выдает на табло два сигнала «Предупреждение» и «Авария» о состояниях каждого линейного тракта с указанием номера ОРП или ОП, откуда поступает этот сигнал. Из ОРП передаются два аварийных сигнала «Предупреждение» и «Авария», если коэффициент ошибок больше  $10^{-5}$  или  $10^{-3}$  соответственно. Появление сигнала «Авария» запрещает индикацию сигналов «Повреждение».

Устройства ТММ ОРП производят сбор информации от местных датчиков и передачу ее на ОП, ретрансляцию сигналов изве-

щения с других ОРП на ОП. Работа ТММ организуется по двухпроводной схеме с использованием принципа временного разделения сигналов. Параметры импульса сигнала ТММ: амплитуда 24...26 В, длительность 2...3 мс, период следования 38...48 мс.

## 9.2. СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИКМ-1920

Комплекс аппаратуры четверичной ЦСП ИКМ-1920 предназначен для организации на внутризоновых и магистральных сетях связи мощных пучков телефонных каналов и каналов передачи телевизионных сигналов по кабелю КМ-4 с коаксиальными парами 2,6/9,5 мм. Аппаратура обеспечивает организацию 1920 каналов ТЧ или один канал телевидения и 480 каналов ТЧ при скорости передачи группового потока 139 264 кбит/с. Линейный тракт организуется по четырехпроводной однокабельной схеме связи. Максимальная дальность связи 12 500 км, длина перепрерывного участка 2500 км, расстояние между обслуживаемыми станциями — до 240 км, длина регенерационного участка  $3 \pm_{0,25}^{+0,15}$  км. Схема организации связи с помощью аппаратуры ИКМ-1920 показана на рис. 9.6.

На схеме можно выделить оборудование четверичного временного группообразования ЧВГ, куда входит и оборудование временного группообразования более низких порядков, а также аналогоцифрового преобразования сигналов телевизионного вещания АЦО-ТС и оборудование линейного тракта, куда входят оборудование линейного тракта ОЛТ оконечной и промежуточных станций.

Групповой цифровой поток, передаваемый со скоростью

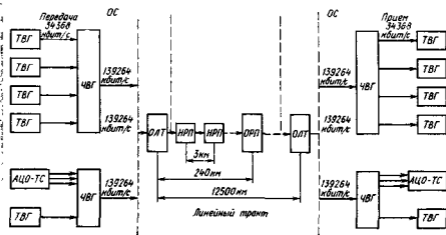


Рис. 9.6. Схема организации связи системы передачи ИКМ-1920

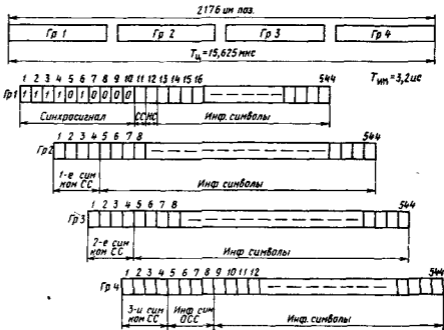


Рис. 9.7 Временная структура цикла системы передачи ИКМ-1920

139 264 кбит/с, формируется в оборудовании ЧВГ путем асинхронного или синхронного побитного объединения четырех цифровых потоков со скоростью 34 368 кбит/с. Построение временного цикла передачи аналогично построению временного цикла систем передачи ИКМ-120 и ИКМ-480 (рис. 9.7). Цикл содержит 2176 импульсных позиций, из которых 2148 информационных и 28 служебных. Сам цикл длительностью 15,625 мкс разбит на четыре группы. В каждой группе 544 импульсных позиции, часть из которых используется для передачи служебных сигналов. В первой группе на позициях 1...10 передается синхрогруппа 1111010000, на позиции 11 — символ цифровой служебной связи на позиции 12 — символ контроля и сигнализации, на позициях 13...544 — информационные символы. Во второй группе на позициях 1...4 передаются первые символы команд согласования скоростей, на позициях 5...544 — информационные символы. В третьей группе на позициях 1...4 передаются вторые символы команд согласования скоростей, на позициях 5...544 — информационные символы. В четвертой группе на позициях 1...4 передаются третьи символы команд согласования скоростей, на позициях 5...8 — информационные символы, передаваемые при отрицательном согласовании скоростей, и промежуточные значения временного интервала между моментами записи

и считывания, на позициях 9...544 — информационные символы. При положительном согласовании скоростей на позициях 9...12 вместо информационных символов передаются балластные символы, которые на приемном конце должны быть изъяты.

Оборудование ЧВГ обеспечивает в тракте передачи объединение четырех третичных цифровых потоков в четверичный и разделение его в тракте приема. В оборудовании предусмотрены три режима работы: асинхронный, синхронный и синхронно-синфазный. Первые два режима используются для передачи цифровых потоков, сформированных оборудованием ТВГ. При асинхронном объединении используется двустороннее согласование скоростей и двухкомандное управление. Принцип построения такого оборудования рассмотрен в гл. 5. Третий режим работы предусматривается для передачи трех цифровых потоков, формируемых на выходе оборудования АЦО-ТС, и одного третичного цифрового потока. Групповой поток на выходе оборудования ЧВГ скремблируется и преобразуется в код КВП-2. Система цикловой синхронизации — адаптивная, среднее время восстановления цикловой синхронизации 0,15 мс. Имеется возможность организации служебной связи по цифровому каналу, для чего предусмотрены соответствующие временные позиции в цикле передачи. На стойке СЧВГ может размещаться до двух комплектов ЧВГ. Система контроля и сигнализации стойки обеспечивает автоматическое определение номера неисправного блока.

Оборудование АЦО-ТС обеспечивает передачу методом ИКМ сигналов цветного телевизионного вещания СТВ со спектром частот 50 Гц...6 МГц, и двух сигналов звукового сопровождения СЗС со спектром частот 30...15 000 Гц. Частота дискретизации СТВ 12 888 кГц, закон кодирования линейный, код восьмиразрядный. Скорость цифрового потока СТВ  $3 \times 34\,368$  кбит/с. Сигналы звукового сопровождения телевидения подвергаются дискретизации с частотой 35,8 кГц, аналого-цифровое преобразование — нелинейное по закону  $\mu-15,7$ , код 12-разрядный. Такое кодирование позволяет обеспечить отношение сигнал-шум квантования в режиме молчания не менее 64 дБ, что соответствует требованиям к каналам звукового сопровождения высшего класса. Скорость передачи цифрового потока СЗС 537 кбит/с. Символы цифровых потоков СЗС синхронно вводят в цифровой телевизионный сигнал на позиции младшего (восьмого) разряда каждой шестой кодовой группы. На этих же позициях осуществляется передача синхросигнала.

Оборудование линейного тракта позволяет организовать по кабелю КМ-4 два линейных тракта ИКМ-1920 и содержит оборудование линейного тракта ОП, ОРП, НРП. Функционально линейный тракт построен по аналогии с трактом ИКМ-480. Для работы НРП и обслуживания линейного тракта организуются: ДП, каналы служебной связи, участковая и магистральная телемеха-

ника. Устройства телемеханики и служебной связи построены и работают аналогично тем же устройствам системы передачи ИКМ-480.

Оборудование линейного тракта ОП расположено на двух стойках. На стойке СОЛТ размещаются станционные регенераторы, оборудование служебной связи, участковой и магистральной телемеханики, блоки ДП служебной связи, телемеханики. Блоки ДП двух линейных трактов размещаются на стойке СДП, что необходимо для обеспечения нормального теплового режима работы оборудования. Ток дистанционного питания 400 мА, максимальное напряжение 1700 В, что позволяет обеспечить электропитанием до 40 НРП. Дистанционное питание осуществляется по внутренним проводникам коаксиальных пар. Принцип построения блоков ДП такой же, как в системе ТКМ-480. В ОРП устанавливаются две стойки СОЛТ.

Функционально НРП ИКМ-1920 построен аналогично НРП ИКМ-480. Оборудование НРП размещается в контейнерах, устанавливаемых в грунт. Конструкция унифицирована для аналоговых и цифровых систем передачи по коаксиальным кабелям.

#### *КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ*

1. Область применения и основные технические данные системы передачи ИКМ-480.
2. Как строится временной цикл системы передачи ИКМ-480?
3. Построение схемы организации связи системы передачи ИКМ-480.
4. Какое оборудование входит в состав оконечной и промежуточной станций?
5. Как построена структурная схема оборудования линейного тракта оконечной станции, обслуживаемого и необслуживаемого регенерационных пунктов?
6. Область применения и основные технические данные системы передачи ИКМ-1920.
7. Как строится временной цикл системы передачи ИКМ-1920?
8. Построение схемы организации связи системы передачи ИКМ-1920.

## **Глава 10    ПРОЕКТИРОВАНИЕ КАНАЛОВ ТЧ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ**

---

### **10.1. ПРИНЦИПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЛИНЕЙНЫХ ТРАКТОВ ЦСП**

Проектирование линий связи любого назначения включает большой комплекс изыскательских, расчетных и чертежных работ, охватывающих строительство и монтаж всех видов сооружений: линейных, станционных и гражданских.

Проектирование выполняется в соответствии с существующим законодательством на основе нормативной документации. «Ведомственные нормы технологического проектирования» определяют порядок и объем строительно-монтажных работ, основные технические требования к сооружениям, аппаратуре, кабелю и позволяют рассчитать для конкретного проектного задания необходимое количество материалов, оборудования и объем строительно-монтажных работ. «Нормативы удельных капитальных затрат» укрупненно оценивают капитальные затраты на строительство при применении различных систем передачи, типов кабеля и схем организации связи, а также позволяют оценить технико-экономические показатели различных вариантов проектных решений.

Для облегчения процесса проектирования Главсвязьпроектом Министерства связи СССР разрабатываются соответствующие методические рекомендации и типовые проекты. Порядок выполнения проектных работ, состав и объем проектной документации определяются требованиями действующих инструкций Госстроя СССР и Министерства связи СССР.

Проектирование цифровой линии связи условно можно разбить на два этапа: проектирование линейного тракта ЦСП; проектирование линейно-аппаратных цехов ОП и ОРП. В настоящей главе рассмотрены в основном вопросы проектирования цифровых линейных трактов ЦЛТ:

- выбор трассы кабельной линии передачи;
- выбор системы передачи и типа кабеля;
- размещение регенерационных пунктов, сетевых узлов;
- составление схемы организации цифровой связи, служебной связи.

Выбор трассы осуществляется в процессе изысканий в соответствии с «Ведомственными нормами технологического проектирования» ВНТП 116—80 Министерства связи СССР. Длина трассы должна быть минимальной. В загородной части трассы линий должны проходить вдоль автомобильных дорог с круглогодичной эксплуатацией либо вдоль железных дорог. В случае отсутствия дорог в условиях Сибири, Дальнего Востока и Севера допускается по согласованию с эксплуатирующей организацией прокладка трассы в отдалении от дорог.

Трасса должна проходить по землям несельскохозяйственного назначения в обход участков возможных обвалов и оползней, а также зон, зараженных грызунами. При проектировании следует учитывать расположение подземных коммуникаций, высоковольтных линий и электрифицированных железных дорог. Проектирование сближений и пересечений трассы с соответствующими объектами определяется нормативной документацией. В населенных пунктах трасса в основном должна проходить по существующей или проектируемой кабельной канализации, в тоннелях метро и в особых случаях в грунте.



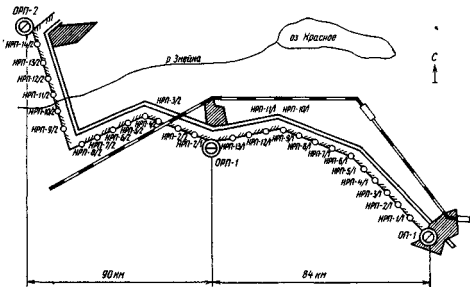


Рис. 10.1. Ситуационный план трассы линии передачи

Расстояние между пунктами по трассе определяется в процессе изысканий, а в условиях учебного проекта — по картам или атласам автомобильных дорог в соответствии с их масштабами.

В проекте приводится ситуационный план трассы (рис. 10.1). Для электрических расчетов расстояние между пунктами определяется также и по кабелю: с учетом неровностей и изгибов длина кабелей обычно превышает длину соответствующего участка трассы. Нормативные запасы составляют в среднем 2% длины соответствующих участков. Выбор типа системы передачи осуществляется на основании сравнения технико-экономических показателей вариантов организации связи двух-трех различных систем передачи.

Технико-экономическим показателем могут служить капитальные затраты, определяемые в соответствии с нормативами удельных капитальных затрат:

$$K = k(L/L_n)\eta, \quad (10.1)$$

где  $K$  — капитальные затраты, тыс. руб.;  $k$  — удельные капитальные вложения на строительство линии связи нормативной длины, тыс. руб.;  $L$  — проектная длина линии, км;  $L_n$  — нормативная длина линии, км;  $\eta$  — коэффициент, учитывающий изменение нормативных капитальных вложений при длинах линий, отличных от  $L_n$ .

Во многих случаях технико-экономическое сравнение систем можно произвести на основе приведенных годовых затрат, определяемых по формуле

$$Z_{\text{нг}} = CNL + E_{\text{н}}K, \quad (10.2)$$

где  $C$  — удельные годовые эксплуатационные расходы, тыс. руб.;  $N$  — проектируемое число каналов;  $E_{\text{н}} = 0,12$  — нормативный коэффициент экономической эффективности.

В процессе проектирования для выбранной системы передачи определяется основной тип кабеля. Для различных участков линии связи в соответствии с условиями внешней среды выбираются варианты основного кабеля с различными покрытиями.

Для прокладки в грунтах всех категорий используют кабели, бронированные двумя стальными лентами или со стальной гофрированной броней. В агрессивных грунтах и в местах с повышенной вероятностью электрокоррозии блуждающими токами используются кабели с пластмассовыми оболочками поверх металлических. В кабельной канализации прокладывают небронированные кабели с металлическими или пластмассовыми оболочками. Бронированные и небронированные кабели с металлическими оболочками прокладываются на участках сильных электромагнитных влияний ВЛ и других электротехнических и радиотехнических установок большой мощности.

## 10.2. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЦСП НА МЕСТНЫХ СЕТЯХ

**Размещение станций цифровой линии передачи на базе системы ИКМ-30.** Особенности проектирования линейного тракта ИКМ-30 связаны с тем, что линейный тракт системы строится на основе симметричных кабелей ГТС типов ТГ и ТПП с невысокими параметрами передачи. В процессе проектирования требуемая помехозащищенность достигается не только в результате размещения НРП соответствующим образом, но и благодаря правильному выбору пар кабеля для организации передачи цифровой информации.

Наибольшие трудности в обеспечении нормы помехозащищенности возникают при организации однокабельного варианта работы. В то же время такой вариант является наиболее экономичным. При однокабельном варианте работы по однородной линии для определения затухания регенерационного участка предварительно по табл. 10.1 и 10.2 намечаются пары кабеля соответствующих повивов, закрепляемые за каждой из проектируемых систем в обоих направлениях передачи. Затем по табл. 10.3 в зависимости от взаимного расположения пар передачи и приема и типа кабеля для каждой конкретной системы определяется среднее значение

Таблица 10.1

Емкость кабеля	Номинальное число систем	Процент пар, пригодных к использованию	Число экранируемых пар	Номера пар кабеля для выделения пар в направлении	
				А—Б	Б—А
100×2	9	18,2	2	5	Центральный; 1; 2
150×2	20	26,6	3	6	Центральный; 1; 2
200×2	23	23,0	3	7	Центральный; 1—3
300×2	38	25,3	4	9	Центральный; 1—5
400×2	57	28,5	4	10, 11	То же
500×2	72	28,8	5	11, 12	»
600×2	103	34,4	5	12, 13	Центральный; 1—6
700×2	109	31,2	6	14, 15	То же
800×2	121	30,2	6	14, 15	Центральный; 1—7
900×2	144	32,2	6	15, 16	Центральный; 1—8
1000×2	170	34,0	6	16, 17	Центральный; 1—9
1200×2	206	34,3	7	17...19	То же

переходного затухания на ближнем конце  $A_{0,pc}$  и стандартное отклонение переходного затухания на ближнем конце для соответствующих пар  $\sigma_{0,cp}$  на полудактовой частоте ИКМ-30  $0,5f_T = 1024$  кГц.

Из всех определенных по табл. 10.3 значений  $A_{0,cp}$  для проектируемой линии передачи выбирается минимальное, и относительно него решается неравенство, позволяющее определить расчетное значение затухания регенерационного участка:

$$a_{p,y} \leq A_{0,cp} - \sigma_{0,cp} - 10 \lg N - 24,7, \quad (10.3)$$

где  $N$  — число одновременно работающих систем ИКМ-30;  $A_{0,cp}$  — среднестатистическая величина переходного затухания на ближнем конце для выбранного взаимного расположения влияющих пар;

Таблица 10.2

Емкость кабеля	Система скрутки сердечника	Номинальное число систем	Процент пар, пригодных для использования	Местоположение пар различных направлений передачи в сердечнике
100×2	(3+7)×(10×2)	12	24,0	Через один элементарный пучок
150×2	3×(50×2)	15	20,0	В смежных главных пучках
200×2	4×(50×2)	20	20,0	Через один главный пучок
300×2	3×(100×2)	25	17,0	Внутренние элементарные пучки смежных главных пучков
400×2	4×(100×2)	83	41,5	Через один главный пучок
500×2	5×(100×2)	83	32,5	То же
600×2	(1+5)×(100×2)	83	27,7	— » —

Таблица 10.3

Взаимовлияющие пары в кабеле	Тип скрутки	Кабель ТПП		Кабель ТГ	
		$A_{\text{оср}}^{\text{дБ}}$	$\sigma_{\text{оср}}^{\text{дБ}}$	$A_{\text{оср}}^{\text{дБ}}$	$\sigma_{\text{оср}}^{\text{дБ}}$
<b>Внутри главного пучка</b>					
Внутри элементарного пучка	Пучковая	64,6	8,1	60,7	6,5
В смежных элементарных пучках	»	68,7	7,2	71,7	7,2
Через один элементарный пучок	»	84,3	6,5	86,3	6,5
Через два элементарных пучка	»	88,2	4,8	—	—
В элементарных пучках смежных повивов	»	74,7	7,7	84,2	9,0
Среднее значение по главному пучку	»	76,6	14,4	75,2	12,9
<b>В смежных главных пучках</b>					
Внутренний элементарный пучок на внутренней элементарный пучок	»	95,6	5,5	99,7	7,6
Внешний элементарный пучок на внутренней элементарный пучок	»	92,4	5,1	98,7	6,1
Внешний элементарный пучок на внешний элементарный пучок	»	79,1	6,6	93,3	6,2
<b>Среднее значение по смежным главным пучкам</b>	»	89,2	6,1	95,3	7,1
<b>Смежные в повиве</b>	Повивная			63,9	5,4
Через одну пару в повиве	»	—	—	64,8	8,3
Через две пары в повиве	»	—	—	71,4	6,5
<b>В смежных повивах</b>	»	—	—	71,6	9,8
Через один повив	»	—	—	73,4	8,9
Через два повива	»	—	—	75,2	9,0
Через три повива	»	—	—	78,6	8,3
Через четыре повива	»	—	—	81,2	6,9
Через пять повивов	»	—	—	83,1	6,0

$\sigma_{\text{оср}}$  — стандарт отклонения  $A_{\text{оср}}$ ; 24,7 — запас соотношения сигнал-шум.

Расчетное затухание на полутактовой частоте  $0,5f_T = 1024$  кГц должно находиться в пределах  $10 \leq a_{\text{р.уп}} \leq 30$  дБ.

Если проектируемое число систем передачи по кабелю ТГ больше максимального числа, приведенного в табл. 10.1, расчетное значение затухания регенерационного участка следует определить по номограмме (рис. 10.2). Для этого по оси ординат  $N$  откладывается проектируемое число систем и отмечается точка  $a$ , из которой проводится прямая, параллельная оси абсцисс  $n$ , до пересечения с падающей кривой, обозначенной соответствующим проектному заданию числом пар кабеля ТГ (точка  $b$ ). При этом восходящая кривая, проведенная через эту точку, дает значение затухания регенерационного участка. Если из точки  $b$  опустить перпендику-

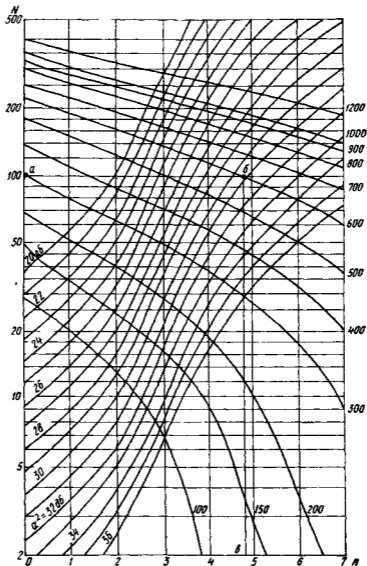


Рис. 10.2. Номограммы для определения затухания регенерационного участка ИКМ-30 при использовании кабелей типа Т

ляр, то на оси  $n$  будет указано число повивов, которое должно разделять пары встречных направлений передачи.

При числе систем на кабеле ТПП, превышающем указанные в табл. 10.2 значения, по намеченному местоположению пар встреч-

ных направлений передачи по табл. 10.3 определяется минимальное значение  $A_{0\text{ ср}}$  и по неравенству (10.3) определяется затухание регенерационного участка.

В практике проектирования могут возникнуть ситуации, когда невозможно наметить пары для встречных направлений передачи. В таких ситуациях пары берутся произвольно, а затухание участка должно быть сокращено в 1,5 раза по сравнению с номинальным  $a_{p,yд} = 30$  дБ при числе систем до 100 и в 2 раза при числе систем свыше 100.

При проектировании линейного тракта ИКМ-30 на неоднородной существующей линии затухание регенерационного участка принимается равным номинальному значению, если для всех проектируемых систем можно с помощью измерений подобрать пары направлений передачи и приема с 50 %-ным запасом  $A_{0\text{ ср}}$  по сравнению с величиной, определяемой (10.3).

В случае невозможности отбора пар по указанным условиям на неоднородной линии затухание участка регенерации следует сократить в 1,5 раза по сравнению с номинальным значением  $a_{p,yд}$  при числе проектируемых систем до 100 и в 2 раза при числе систем свыше 100.

Если курсовой или дипломный проект выполняется по реальным исходным данным, в затухание регенерационного участка, предшествующего ОРП или ОП, следует включить затухание станционного кабеля от перчаточной до стойки СОЛТ ИКМ-30.

Расчетная длина регенерационного участка определяется по формуле

$$l_{p,y p} = a_{p,y} / \alpha, \quad (10.4)$$

где  $\alpha$  — километрическое затухание кабеля соответствующего типа на полутактовой частоте  $0,5f_t = 1024$  кГц при  $t = +20^\circ\text{C}$ , дБ/км.

Километрическое затухание может быть определено как

$$\alpha = \alpha_{\text{ср}} + \Delta\alpha, \quad (10.5)$$

где  $\alpha_{\text{ср}}$  — среднее значение километрического затухания для проектируемого кабеля, дБ/км;  $\Delta\alpha$  — стандарт отклонения километрического затухания, дБ/км.

Число регенерационных участков на секции дистанционного питания

$$n_{p,y} = E(L_c / l_{p,y p}) + 2, \quad (10.6)$$

где  $E$  — функция целой части;  $L_c$  — проектная длина секции дистанционного питания, км.

Отличие (10.6) от формулы, составленной для определения числа регенерационных участков магистральных систем, связано с тем, что станционные регенераторы ИКМ-30 при однокабельном варианте организации связи находятся под воздействием помех большего уровня по сравнению с линейными регенераторами, что

приводит к необходимости сокращать длины участков, прилегающих к ОРП или ОП, в 2 раза по сравнению с длиной предшествующего участка.

Длина секции дистанционного питания не должна превышать паспортных значений для проектируемой системы и может быть уточнена на основе расчета дистанционного питания.

Достоинства двухкабельной системы при проектировании линейных трактов ИКМ-30 заключаются в отсутствии необходимости осуществления отбора пар в кабеле при установке до 100 систем. Двухкабельная система может быть рекомендована при организации линейных трактов по кабелям, проложенным по разным трассам и имеющим разную длину. Преимущество двухкабельной системы сказывается, когда в существующем кабеле не хватает пар и требуется прокладка еще одного кабеля, причем нередко меньшей емкости.

При двухкабельном варианте связи и установки до 100 систем в однородных линиях пары для организации линейного тракта ИКМ-30 выбираются произвольно, если они удовлетворяют норме для низкочастотных линий и омической асимметрии жил пары не более 1 % сопротивления шлейфа.

При установке свыше 100 систем отбор пар должен производиться по измерениям переходного затухания на дальнем конце  $A_{I \text{ изм}}$ . Значение  $A_{I \text{ изм}}$  для отбираемых пар должно удовлетворять условию

$$A_{I \text{ изм}} \geq 55 + 10 \lg(N - 1), \quad (10.7)$$

где  $N$  — число проектируемых систем.

При выборе пар, удовлетворяющих условию (10.7), затухание регенерационного участка может быть принято равным номинальному значению  $a_{p, y.н} = 30$  дБ. Длины регенерационных участков могут быть определены по формулам (10.4) и (10.5).

Места установки НРП могут быть изменены по сравнению с расчетными при привязке проекта к конкретным условиям трассы, при этом длина регенерационного участка с учетом ответвлений к НРП, а также длин кабелей от шахты до СОЛТ не должна отклоняться от расчетной более чем на 100 м. Необслуживаемые регенерационные пункты следует размещать на расстоянии 5...10 м от трассы основных кабелей. Обслуживаемых регенерационных пунктов в системе ИКМ-30 не предусмотрено.

**Размещение станций цифровой линии передачи на базе систем передачи ИКМ-15, «Зона-15», ИКМ-30С.** Системы передачи ИКМ-15, «Зона-15» и ИКМ-30С предназначены для организации соединительных линий СТС на основе кабеля КСПП-0,9 и КСПП-1,2. Линейные тракты организованы по однокабельному методу.

Регенераторы промежуточных станций цифровых систем передачи соединительных линий СТС не имеют искусственных линий.

но благодаря системе АРУ, входящей в состав усилителя корректора регенератора, длина участков может меняться в достаточно широких пределах.

В целях обеспечения экономической эффективности проектируемого линейного тракта длины регенерационных участков следует брать максимально близкими к номинальной с учетом привязки к условиям проекта. Расчет длин регенерационных участков можно вести, используя технические данные системы, по формуле

$$l_{p.y_n} = a_{p.y_n} / \alpha_{0,5f_T}(l_{max}), \quad (10.8)$$

где  $a_{p.y_n}$  — номинальное затухание регенерационного участка на полудактовой частоте;  $\alpha_{0,5f_T}(l_{max})$  — километрическое затухание кабеля на полудактовой частоте при максимальной температуре грунта.

В случае сближения кабельной линии СТС с источниками сильных электромагнитных влияний соответствующие регенерационные участки следует укоротить примерно в 1,5...2 раза, так как низкое качество экранов кабелей СТС не обеспечивает достаточной помехозащищенности регенераторов. Необходимые для расчетов параметры сельских кабелей приведены в табл. 10.4.

**Разработка схемы организации связи.** Схема организации связи разрабатывается на основе произведенного размещения ОП, ОРП, НРП. В процессе разработки решаются вопросы организации требуемого числа каналов между оконечными пунктами, служебной связи, телеконтроля. Следует учесть, что в системе ИКМ-30 отсутствуют ОРП и линии с двумя секциями дистанционного питания

Таблица 10.4

Параметр	Единица измерения	Значение параметра для кабеля	
		КСПП-1×4×0,9	КСПП-1×4×1,2
Волновое сопротивление	Ом	125/121*	114/111*
Километрическое затухание	Дб/км	6,28/9,17	5,64/7,87
Температурный коэффициент затухания	1/°С	$2,1 \cdot 10^{-3} / 2,0 \cdot 10^{-3}$	$2,4 \cdot 10^{-3} / 2,3 \cdot 10^{-3}$
Переходное затухание на дальнем конце	дБ	67/62	67/62
Переходное затухание на ближнем конце	дБ	58/55	58/55

\* В числителе дроби приводится значение параметра, полученное на частоте 512 кГц, в знаменателе — на частоте 1024 кГц.



организуются за счет транзита линейного сигнала. Транзит организуется двумя комплектами линейного тракта КЛТ.

На линиях передачи с использованием систем ИКМ-30С и «Зона-15» при организации связи можно использовать не только транзиты по ТЧ и линейному сигналу, но и специальную аппаратуру выделения и цифрового транзита каналов.

При удвоении длины линейного тракта по отношению к паспортной в ЦСП СТС можно использовать транзит по линейному сигналу с установкой в пункте приема двух комплектов оборудования линейного тракта.

### 10.3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЦСП НА ЗОНОВЫХ И МАГИСТРАЛЬНЫХ СЕТЯХ

**Размещение станций цифровых линий передачи магистральной и зоновой связи.** Для серийно выпускаемой аппаратуры ЦСП зоновой и магистральной сетей предусмотрены оконечные пункты, обслуживаемые регенерационные пункты и необслуживаемые регенерационные пункты. Расстояние между ОП и ОРП или ОРП и ОРП называется секцией дистанционного питания и задается в паспортных данных системы передачи. При размещении ОРП следует руководствоваться следующими соображениями: расстояние ОРП—ОРП не должно превышать максимальной длины секции дистанционного питания; ОРП желательно располагать в населенных пунктах.

Номинальная длина или номинальное затухание регенерационного участка для температуры  $t = +20^{\circ}\text{C}$  задается в технических данных аппаратуры.

Если есть необходимость определения номинальной длины регенерационного участка для температуры грунта, отличной от  $+20^{\circ}\text{C}$ , номинальная длина регенерационного участка может быть определена по формуле (10.8).

Километрическое затухание определяется по формуле

$$\alpha_{0,5f_T}(t_{max}) = \alpha_{0,5f_T}(20^{\circ}) (1 - \alpha_a(20^{\circ} - t_{max})), \quad (10.9)$$

где  $\alpha_{0,5f_T}(20^{\circ})$  — километрическое затухание кабеля для  $t = +20^{\circ}\text{C}$  и полудактовой частоты, дБ/км;  $\alpha_a$  — температурный коэффициент затухания,  $1/^{\circ}\text{C}$ . Необходимые для расчета величины приведены в технических данных систем.

Число регенерационных участков внутри секции дистанционного питания определяется по формуле

$$n_{p,y} = E(L_c/l_{p,y}) + 1, \quad (10.10)$$

где  $L_c$  — длина секции дистанционного питания, км;  $l_{p,y}$  — номинальная длина регенерационного участка, км;  $E$  — функция целой части.

Конструкцией ЦСП предусмотрено возможное отклонение длины участков от номинала в обе стороны. Для проектирования задается обычно несколько меньший разброс длин участков относительно номинального значения, чем это позволяет оборудование ЦСП, что связано с возможным разбросом затухания кабеля и неточностью реализации длин участков в процессе строительства. В процессе проектирования трасса первоначально разбивается на участки номинальной длины, а затем по условиям местности производится привязка НРП с учетом допусков. Допустимые отклонения длин участков от номинала приведены в технических данных соответствующей системы передачи.

Укороченные относительно номинала участки в пределах секции дистанционного питания при проектировании линейных трактов всех ЦСП следует располагать перед ОРП, ОП или пунктом приема по ТЧ, так как блоки линейных регенераторов современных ЦСП не содержат искусственных линий. При этом укороченные участки следует «удлинить» за счет включения искусственных линий, доведя их эквивалентную длину до значения, находящегося в пределах от минимально до максимально допустимого.

При необходимости можно размещать НРП с получением длин участков меньше или больше номинальной, причем длина регенерационного участка должна находиться в пределах возможных отклонений согласно технической характеристике применяемой системы передачи. Взаимное расположение укороченных и удлиненных относительно номинала регенерационных участков в пределах секции дистанционного питания может быть произвольным.

Для ЦСП, предназначенных для магистральной связи, удлинение регенерационных участков недопустимо. Это связано с тем, что вероятность ошибки значительно повышается с ростом затухания регенерационного участка, при этом для всего линейного тракта ЦСП она определяется в основном вероятностью ошибки на худшем участке, которым обычно является самый длинный. Вероятность ошибки в проектируемой цифровой линии уже не окажется пропорциональной абсолютной длине линии, а будет зависеть от статистического распределения длин участков, что в большинстве случаев приводит к резкому уменьшению помехозащищенности и затрудняет ее оценку.

Необходимое число НРП на секции дистанционного питания

$$n_{\text{НРП}} = n_{\text{р.у}} - 1. \quad (10.11)$$

**Составление схемы организации связи.** Схемы организации связи составляются на основании произведенного ранее размещения регенерационных пунктов, технических возможностей аппаратуры и технического задания с целью получить наиболее экономичный вариант организации нужного числа каналов между соответствующими населенными пунктами.

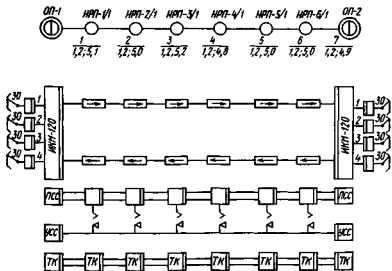


Рис. 10.3. Пример схемы организации связи

Для схем организации связи следует применить обозначения, приведенные в ГОСТ 2.753—79. Пример схемы организации связи приведен на рис. 10.3, где показаны: размещение НРП с указанием номера участка, диаметра жил кабеля (на схеме 1,2 мм), длины участка регенерации; тип аппаратуры, применяемой на конечных и промежуточных станциях, а также организация двух каналов служебной связи УСС и ПСС (из которых УСС — двухпроводная без промежуточных усилителей) и системы ТК. Работа служебной связи и ТК ИКМ-120 рассматривается в гл. 8.

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Определить число регенерационных участков для соединительной линии ГТС на кабеле ТПП-100×2×0,5 при длине трассы 10 км, однокабельном методе передачи, числе систем 18 и  $t = 20^\circ\text{C}$ .
2. Какой будет длина регенерационного участка системы ИКМ-30 при  $t = 20^\circ\text{C}$  на кабеле ТПП-200×2×0,5 при однокабельном методе передачи и числе систем 27?
3. Как зависит длина регенерационного участка от числа линейных трактов, организованных в кабеле?

## II.1. ПАРАМЕТРЫ КАНАЛОВ И ТРАКТОВ ЦСП

Основные параметры каналов ЦСП, образованных методом ИКМ-ВРК, нормируются рекомендациями МККТТ. Во многом параметры ЦСП с ИКМ-ВРК совпадают с соответствующими параметрами АСП, но имеются и отличия.

Особенности каналов ТЧ, образованных методом ИКМ, определяются спецификой аналого-цифрового преобразования: дискретизацией по времени, квантованием по уровню и кодированием. Квантование по уровню приводит к тому, что амплитудная характеристика канала в основном определяется квантующими характеристиками АЦП и ЦАП, имеющими ступенчатый (нелинейный) характер. Появляющиеся за счет нелинейности амплитудной характеристики специфические для ЦСП с ИКМ-ВРК шумы квантования требуют введения такого параметра, как отношение сигнал-шум квантования (защищенность от шумов квантования). Кроме того, при оценке этих параметров необходимо применять специальные методы измерений. Основная часть характеристик каналов ТЧ, организованных как цифровыми, так и аналоговыми системами передачи, являются однотипными. К таким характеристикам относятся остаточное затухание, амплитудно-частотная, фазочастотная и амплитудная характеристики, помехозащищенность каналов ТЧ, вытесненные переходные влияния. Остановимся на некоторых из них.

Остаточное затухание канала может составлять 7; 3,5 и 1,8 дБ в зависимости от места измерения. Его установка и измерение должны производиться по гармоническому сигналу частоты 800 Гц с точностью  $\pm 0,5$  дБ.

Амплитудно-частотная характеристика канала ТЧ представляет собой зависимость приращения остаточного затухания на частоте, отличной от опорной, по отношению к остаточному затуханию на опорной частоте (800 Гц). Фазочастотная характеристика канала ТЧ представляет собой зависимость группового времени передачи ГВП от частоты. Шаблоны АЧХ и ФЧХ, рекомендуемые МККТТ, представлены на рис. 11.1.

Амплитудной характеристикой канала ТЧ ЦСП называется зависимость приращения остаточного затухания канала от уровня сигнала на его входе. Форма характеристики зависит от нелинейности как индивидуального, так и

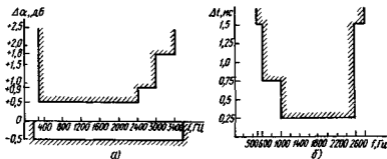


Рис. 11.1. Шаблоны АЧХ (а) и ФЧХ (б) канала ТЧ

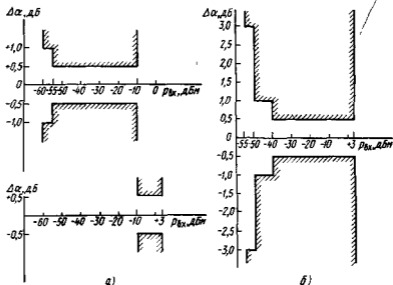


Рис. 11.2. Шаблоны амплитудных характеристик канала Т4 при измерении шумовым (а) и гармоническим (б) сигналами

группового оборудования ЦСП. Международный консультативный комитет МЖКТТ рекомендует амплитудные характеристики двух типов, отличающиеся видом используемого измерительного сигнала. На рис. 11.2, а представлен шаблон амплитудной характеристики при измерении в диапазоне входных уровней  $-60 \dots -10$  дБм шумовым сигналом, а на уровнях  $-10 \dots +3$  дБм гармоническим сигналом. Эта же характеристика, измеренная в диапазоне входных уровней  $-55 \dots +3$  дБм гармоническим сигналом с частотой в диапазоне  $700 \dots 1100$  Гц, должна укладываться в шаблон, представленный на рис. 11.2, б.

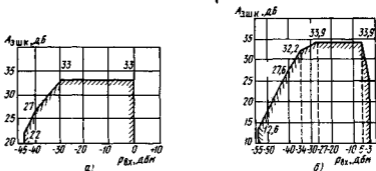


Рис. 11.3. Шаблоны для измерения защищенности от шумов квантования в канале Т4 ЦСП гармоническим (а) и псевдошумовым (б) измерительными сигналами

Защищенность от шумов квантования  $A_{\text{ш-к}}$  зависит от уровня входного сигнала канала ТЧ. На рис. 11.3 приведены шаблоны зависимостей  $A_{\text{ш-к}}$  от уровня измерительного сигнала на входе для гармонического и псевдошумового сигналов. Шаблоны очерчивают нижнюю границу диапазона возможных изменений  $A_{\text{ш-к}}$ . Реальная величина  $A_{\text{ш-к}}$  должна превышать шаблонное значение. Частота гармонического измерительного сигнала при измерении зависимости  $A_{\text{ш-к}}$  от  $P_{\text{вх}}$  должна находиться в пределах 700 ... 1100 Гц. На этих же частотах рекомендуется измерять уровень выятных переходных влияний между каналами ТЧ одной системы, который не должен превышать -65 дБм.

В ЦСП не существует специального оборудования формирования групповых цифровых трактов. Обычно сформированный на определенной ступени иерархии цифровой поток направляется на следующую ступень объединения цифровых потоков либо в линейный тракт. Точки соединения аппаратуры двух смежных ступеней иерархии называют цифровыми стыками. Параметры цифрового сигнала в стыках стандартизированы.

Основными стыковыми параметрами цифрового сигнала являются: скорость передачи цифрового сигнала в стыке; тип стыкового кода; параметры элементов цифрового сигнала; затухание соединительной линии стыка.

Параметры первичных, вторичных, третичных стыков цифровых потоков определяются рекомендациями МККТТ. Форма передаваемых импульсов номинально прямоугольная. Все единицы действительного сигнала независимо от знака должны укладываться в шаблон МККТТ, приведенный на рис. 11.4, где  $T_{\text{им}}$  — длительность импульса, а  $A$  — его амплитуда).

Цифровой сигнал, поступающий на входные клеммы, должен соответствовать приведенным требованиям с учетом изменений параметров, обусловленных характеристиками соединительных пар кабеля. Предполагается, что затухание этих пар должно соответствовать закону  $\sqrt{f}$  и составлять на полудактовой частоте 0,6 дБ для первичного и вторичного стыка и 0 ... 12 дБ для третичного стыка.

## 11.2. ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КАНАЛОВ ЦСП

Измерения параметров каналов ТЧ и трактов цифровых систем передачи с ИКМ. Измерения производятся в процессе эксплуатации и настройки ЦСП. Рассмотрим основные методы измерения параметров и характеристик каналов ТЧ ЦСП.

Параметры каналов ТЧ ЦСП, рекомендуемые МККТТ для контроля, в основном совпадают с параметрами каналов ТЧ АСП. Имеются и специфичные

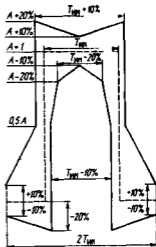


Рис. 11.4. Шаблон формы передаваемого импульса

параметры, связанные с квантованной амплитудной характеристикой АЦП и ЦАП. Кроме того, квантование амплитудной характеристики цифрового тракта приводит к видоизменению методов измерения традиционных для АСП-параметров каналов ТЧ.

Рассмотрим методику измерения основных параметров каналов ТЧ, проводимых в процессе настройки и эксплуатации ЦСП. В соответствии с рекомендацией МККТТ остаточное затухание измеряется гармоническим сигналом. Предусмотрено, что измерение должно осуществляться с двухпроводной части канала (хотя на практике гораздо удобнее проводить измерения с четырехпроводной части канала, что и реализуется). Измерительный генератор включается 600-омным выходом и выходным уровнем на двухпроводном входе канала 0 дБм. В соответствии с этим можно производить измерения и с четырехпроводной части канала с соответствующими измерительными уровнями.

В качестве измерительных частот каналов ТЧ запрещено использование субгармоник частоты дискретизации  $f_d$ . Субгармоникой частоты дискретизации называется частота  $f_k = f_d/n$ , где  $n$  — целое число. Запрещено также использование частот, которые не являются субгармониками  $f_d$ , но связаны с ней рациональным отношением, т. е.  $f_d : f_k = n : k$ , где  $n$  и  $k$  — целые числа.

Рассмотрим, чем вызван запрет использования субгармоник частоты  $f_d = 8 \text{ кГц}$  (к ним относится и частота 800 Гц — основная измерительная частота каналов ТЧ аналоговых систем передачи). Положим, что в качестве измерительного используется гармонический сигнал с частотой  $f_k = 800 \text{ Гц}$ . Период измерительного сигнала и период дискретизации находятся в соотношении  $T_k = 10 T_d$ . Это значит, что отсчеты для определенного значения начальной фазы сигнала (а следовательно, и их квантованные значения), взятые через период  $T_k$ , равны и дискретизированный измерительный сигнал представляет собой повторяющуюся с периодом  $T_k$  последовательность значений для двух измерительных сигналов с разной начальной фазой. Очевидно, что ошибки квантования в одной и той же тактовой точке для двух гармонических сигналов с разной начальной фазой будут иметь различное значение.

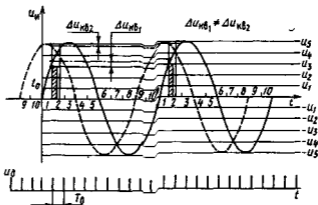


Рис. 11.5. Дискретизация и квантование двух гармонических сигналов с разной начальной фазой

Следовательно, ошибка квантования для каждого отсчета и шума квантования в целом зависит от начальной фазы измерительного сигнала, если его частота кратна  $f_d$ . Начальная фаза измерительного сигнала аналогичным образом будет вызывать погрешность измерения остаточного затухания. Ошибка будет еще значительней при нелинейной характеристике квантования.

Рекомендациями МККТТ не устанавливается частота гармонического сигнала при измерении остаточного затухания. Определено, что погрешность его измерения за счет влияния измерительного сигнала можно снизить до  $\delta_{0,3} = 1\%$  на частотах 804 ... 806 Гц. Достаточно малые величины  $\delta_{0,3}$  могут быть получены и на частотах 1010 и 900 Гц.

При измерениях остаточного затухания применяются как традиционные средства, так и специальные измерительные приборы, например прибор эксплуатационных измерений ЦСП в сельской связи ПЭИ-С (ПЭИ-1) и измеритель параметров телефонных каналов ИСПТК.

Рассмотрим, как измеряется остаточное затухание для каналов ИКМ-30 (рис. 11.6). Для измерений следует на место СУ соответствующего канала включить блок измерений и контроля ИК и перевести канал в двухпроводный режим.

В качестве измерительного генератора ИГ на передающей стороне используется любой генератор сигналов звукового диапазона с 600-омным выходным сопротивлением, частотой измерительного сигнала 804 ... 806, 900 или 1010 Гц и выходным уровнем  $P_{ИГ} = 0$  дБм.

Уровень генератора может контролироваться ИУ<sub>1</sub>. На противоположном конце канала включается измеритель уровня ИУ<sub>2</sub> с входным сопротивлением 600 Ом (например, ИУ=600 или ИУП=2,5). Уровень приема (на выходе ИУ<sub>2</sub>) должен составлять  $- (7 \pm 0,5)$  дБ. Остаточное затухание  $a_{0,3} = -P_{УУ}$ . Аналогичным методом производится измерение остаточного затухания и на системе ИКМ-15, только к измеряемым каналам можно подключиться через сервисное оборудование.

Измерение амплитудно-частотной характеристик канала ТЧ ЦСП также требует выбора значения частот измерительного сигнала, чтобы исключить вероятность высокой погрешности измерений за счет влияния начальной фазы измерительного сигнала на величину шумов квантования.

В большинстве случаев АЧХ в соответствии с Рекомендацией МККТТ измеряется сигналом с набором частот в пределах эффективно передаваемой полосы 0,3 ... 3,4 кГц. Согласно той же рекомендации АЧХ называется зависимость приращения остаточного затухания на частоте измерительного сигнала по отношению к затуханию на частоте 800 Гц от измерительной частоты:  $\Delta a_{0,3} = a_j -$

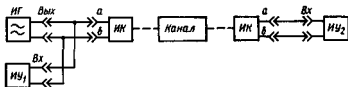


Рис. 11.6. Схема измерения остаточного затухания канала ТЧ системы ИКМ-30



Таблица 11.1

Частота, кГц	0,3...0,6	0,6...2,4	2,4...3,0	3,0...3,4
Изменение уровня приема, дБ	+0,5...-0,7	+0,5...-0,5	+0,5...-0,7	+0,5...-1,4

— $a_{200}$ . Эта же рекомендация предлагает измерять АЧХ сигналом с уровнем  $P_n = 0$  дБм с двухпроводной части канала. Такой метод измерения АЧХ предусматривается инструкциями по эксплуатации ИКМ-30. Для системы ИКМ-15 рекомендуется измерение АЧХ в четырехпроводной части канала.

Рассмотрим методику измерений АЧХ каналов ИКМ-30 по схеме измерения остаточного затухания канала на частотах 0,3; 0,4; 0,6; 1,0; 1,4; 2,4; 2,8; 3,0; 3,4 кГц. Очевидно, что многим из рекомендуемых частот является кратной частота дискретизации  $f_d = 8$  кГц, а частота 0,4 кГц является ее субгармоникой. Рекомендация использовать эти частоты ориентируется на погрешность установки частоты в процессе измерений и нестабильность частоты генератора, что исключает влияние на результат измерений начальной фазы измерительного сигнала.

Отклонение остаточного затухания (изменение уровня приема) на измерительной частоте от затухания на частоте 804...806 Гц должно находиться в пределах, указанных в табл. 11.1.

Для измерения АЧХ канала ИКМ-15 рекомендуется использовать ту же схему, что и для измерения остаточного затухания. В качестве измерительных выбираются частоты 0,3; 0,4; 0,6; 1,01 (0,9); 2,4; 3,0; 3,4 кГц. Измерительные уровни на выходе генератора поддерживаются на всех измерительных частотах такими же, как и при измерении остаточного затухания.

Отклонение остаточного затухания на всех частотах должно составлять  $-0,5 \dots +0,5$  дБ, что полностью соответствует шаблону МККТТ для АЧХ каналов ТЧ ЦСП (см. рис. 11.1 а).

Амплитудной характеристикой канала ТЧ ЦСП называется зависимость приращения остаточного затухания (коэффициента передачи) канала ТЧ  $\Delta a_{0,2}(P_n)$  при изменении уровня  $P_n$  на входе канала, по отношению к величине остаточного затухания при уровне  $P_n = -10$  дБ.

Отклонение графика данной зависимости от прямой линии вызваны нелинейностью оборудования канала. В рекомендации МККТТ предлагается два метода измерения АХ. Первый предполагает использовать гармонический измерительный сигнал в диапазоне 700...1100 Гц, исключая субгармоники  $f_d$  в пределах уровней на входе канала  $P_{n \min} \dots P_{n \max} = -55 \dots +3$  дБм. При втором методе предлагается на уровнях  $-55 \dots -10$  дБм производить измерения с помощью псевдощумового сигнала и на уровнях  $-10 \dots +3$  дБм — с помощью гармонического сигнала, выбранного в частотном диапазоне первого метода. Псевдощумовым называется сигнал, сформированный из псевдослучайного шумового сигнала ограничением его спектра полосовым фильтром. Обычно ширина полосы пропускания фильтра достаточно узкая по сравнению с шириной полосы частот

Таблица 11.2

Уровень входного сигнала, дБм	—(55...50)	—(50...37)	—37...+3	+ (3...5)	Более +5
Отклонение АХ, дБм	Не более 3	Не более 1	+0,5...—0,5	+2...—0,5	Более +0,5, менее —0,5

псевдослучайного цифрового сигнала, что обеспечивает псевдощумовому сигналу равномерное распределение спектральной плотности в диапазоне частот измерения.

Амплитудная характеристика по первому методу может быть измерена по той же схеме и теми же измерительными приборами, что и остаточное затухание. В соответствии с рекомендациями МККТТ остаточное затухание измеряется на основной измерительной частоте, затем уровень входного сигнала изменяют в интервале —55...+3 дБм. Шаг измерений берется произвольно, но с обязательным использованием уровней —55, —50, —40 и +3 дБм. Допустимое отклонение остаточного затухания нормируется шаблоном МККТТ (см. рис. 11.2).

Амплитудная характеристика канала ТЧ системы ИКМ-30 нормируется в диапазоне уровней измерительного сигнала —55...+5 дБм. Отклонение остаточного затухания в процессе измерения АХ определяется формулой

$$\Delta a_{0,2} = p_{вх} - p_{вых} - a_{0,2}, \quad (11.1)$$

где  $p_{вх}$  и  $p_{вых}$  — уровни измерительного сигнала на входе и выходе канала соответственно, дБм;  $a_{0,2}$  — остаточное затухание канала, дБм.

Значения АХ каналов ИКМ-30 должны находиться в пределах, указанных в табл. 11.2.

Шумы квантования вызваны нелинейным характером характеристики квантования кодирующих устройств, связаны с нелинейными искажениями и относятся к шумам, сопровождающим сигнал. Их измерение требует обязательной передачи по каналу специального измерительного сигнала. Вместе с шумами квантования на выход канала поступают и продукты нелинейности, вызванные перегрузкой аналого-цифровых преобразователей и нелинейностью аналоговой части каналов и групповых трактов, но основная мощность приходится на шумы квантования.

В ЦСП с нелинейными кодерами с сегментными характеристиками квантования мощность шумов квантования зависит от уровня входного сигнала, поэтому влияние шумов может быть оценено отношением сигнал-шум квантования (ОСШК). Эта величина, выраженная в децибеллах, является защищенностью от шумов квантования. Рекомендуется два метода измерений ОСШК: с использованием гармонического и псевдощумового измерительных сигналов.

Рассмотрим первый метод, который применяется для измерения защищенности от шумов квантования каналов ЦСП сельских телефонных сетей (измерительный прибор ПЭИ-1 с измерительной частотой 900 Гц или ПЭИ с частотой 1010 Гц).

На рис. 11.7 представлена схема измерения защищенности от шумов квантования в соответствии с рекомендациями МККТТ. Сигнал от измерительного ге-

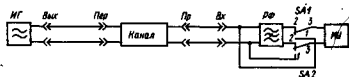


Рис. 11.7. Схема измерения защищенности от шумов квантования с непосредственным отсчетом

нератора ИГ подается на вход канала. На выходе канала измеряют уровень сигнала измерителем уровня ИУ с шириной полосы частот 0,3 ... 3,4 кГц, переводом обоих переключателей SA в положение 1. Перевод ключей SA в положение 2 обеспечивает измерение уровня шумов квантования, так как режекторный фильтр РФ подавляет первую гармонику. Защищенность от шумов квантования определяется по формуле

$$A_{\text{з ш н}} = \rho_{1-1} - \rho_{2-2} \quad (11.2)$$

где  $\rho_{1-1}$  — уровень сигнала, дБ;  $\rho_{2-2}$  — уровень шумов квантования, дБ.

Рекомендациями МККТТ предусмотрено, что измерения должны производиться указателем уровня с псофометрическим фильтром на входе. При этом для различных уровней сигнала на входе защищенность должна быть выше линии шаблона МККТТ. Если же измерения проведены указателем уровня с полосой пропускания входного сигнала 0,3...3,4 кГц, то для приведения к шаблону полученную защищенность следует уменьшить на 2,5 дБ.

В некоторых случаях величину шума квантования нормируют как продукт нелинейности в процентах от величины первой гармоники. Например, оценка величины шумов квантования в каналах ИКМ-15 проводится для двух уровней сигналов на входе канала. —13 и —11 дБ. Шумы квантования при этом должны составлять менее 3 и менее 5 % соответственно. В подобных случаях измерения шумов квантования можно производить типовыми измерителями нелинейных искажений Сб-1 по типовой методике измерения нелинейных искажений.

Второй метод измерения защищенности от шумов квантования, рекомендуемый МККТТ, предполагает использовать в качестве ИС псевдощумовой сигнал, удовлетворяющий следующим требованиям:

закон распределения вероятностей мгновенных значений сигнала в полосе пропускания фильтра 100 ... 200 Гц приблизительно нормальный;

число составляющих спектра в этой полосе частот должно быть не менее 25 с интервалом между соседними составляющими спектра не более 8 Гц;

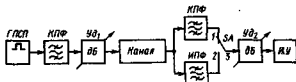


Рис. 11.8. Схема измерения защищенности от шумов квантования с использованием магазинов затуханий методом псевдощумового измерительного сигнала



Рис. 11.9. Схема измерения шумов свободного канала ТЧ системы передачи ИКМ-30

спектр частот измерительного сигнала не должен выходить за пределы 350 ... 550 Гц.

Измерительный сигнал с выхода генератора псевдослучайной последовательности ГПСП (рис. 11.8) пропускается через калибровочный полосовой фильтр КПФ, при этом формируется псевдошумовой сигнал с ограниченным спектром. Через регулируемый удлинитель  $Уд_1$ , обеспечивающий изменение уровня на входе канала от 0 до  $-55$  дБм, псевдошумовой сигнал поступает в канал.

На приемной стороне КПФ выделяется измерительный сигнал, при этом на удлинитель  $Уд_2$  устанавливается определенное затухание. Затем переводом ключа в положение 2 обеспечивают измерение уровня шумов квантования через измерительный полосовой фильтр ИПФ. Изменяя затухание  $Уд_2$ , добиваются, чтобы показания УУ на втором этапе не отличались от показаний на первом. По изменению затухания  $Уд_2$  можно судить о защищенности. Если ширина полосы частот ИПФ отличается от 3,1 кГц, защищенность от шумов квантования для канала ТЧ можно вычислить по формуле

$$A_{зшк} = \Delta a_{уд} - 10 \lg(3100/\Delta f), \quad (11.3)$$

где  $\Delta a_{уд}$  — приращение затухания удлинителя, дБ;  $\Delta f$  — ширина полосы пропускания измерительного полосового фильтра, Гц. Величина защищенности должна превышать значения, отмеченные шаблоном МККТТ (см. рис. 11.3).

Измерение мощности шумов свободного канала ТЧ осуществляется при отсутствии передачи по остальным каналам. В этом случае нет переходных влияний, вызванных межсимвольными искажениями. Вход канала должен быть нагружен на 600-омное сопротивление, а к выходу подключен псофометр с входным сопротивлением 600 Ом. На рис. 11.9 показана схема измерения шу-

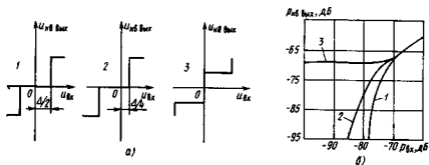


Рис. 11.10. Зависимость уровня шумов квантования от положения рабочей точки кодера

мов свободного канала ТЧ системы ИКМ-30 Измерения проводятся пофометром УНП-60, тогда максимальный уровень шума

$$P_{ш \max} = 20 \lg(U_{ш \max} / 0,775) < -68,5 \text{ дБ.} \quad (11.4)$$

Шумы свободного канала зависят от положения характеристики квантования кодера относительно нулевой точки. На рис. 11.10, а показаны три варианта такого положения характеристики квантования. Для первого положения (график 1) шум в канале появится только в том случае, если его амплитуда на входе кодера будет больше  $0,5\Delta$  (где  $\Delta$  — шаг квантования). Для второго положения (график 2) шум в канале появится при меньшем значении его на входе кодера — всего  $0,25\Delta$  (см. начало положительной области характеристики, график 2). В третьем случае (график 3) шум в канале будет всегда, так как любое значение его амплитуды на входе кодера будет превышать начальный порог квантования. Этим и объясняется норма шума свободного канала —  $-68,5$  дБ, указанная выше. Теоретическая зависимость мощности шумов свободного канала от его уровня на входе канала ИКМ для различных вариантов положения характеристики квантования представлена на рис 11.10, б. В реальных ЦСП характеристика квантования имеет вид, показанный на графике 3.

Величина внятных переходных влияний, как и величина шумов свободного канала зависят от положения рабочей точки кодера, поэтому в процессе измерений следует учитывать максимальное значение переходной помехи. Измерение внятных переходных влияний осуществляется не менее чем в двух каналах, предшествующих влияющему, и не менее чем в двух каналах, следующих непосредственно за влияющим. Пример схемы измерений для каналов ИКМ-30 представлен на рис. 11.11.

В качестве индикатора может быть использован анализатор гармоник, например С4-44. При уровне измерительного сигнала  $-3,5$  дБ уровень переходной помехи с частотой, равной измерительной, не должен превышать  $-68,5$  дБ, что соответствует защищенности от переходной помехи  $65$  дБ. В соответствии с рекомендациями МККТТ величина защищенности от внятных переходных помех между каналами должна быть не менее  $65$  дБ.

Измерение параметров групповых и линейных цифровых трактов. Параметры групповых и линейных трактов можно подразделить на общие для трак-

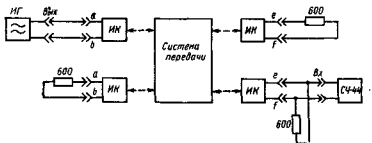


Рис. 11.11. Схема измерения защищенности от внятных переходных влияний между каналами для системы ИКМ-30

тов импульсных сигналов и специфичные для трактов передачи цифровой информации

К первой группе параметров следует отнести такие, как амплитуда импульса, длительность импульса, защитного интервала, фронта и спада импульсов, величина спада вершины импульса. Эти параметры измеряют, используя известные из курса «Измерения в технике связи» методы измерения импульсных сигналов. Чаще всего на практике для измерения указанных параметров используют осциллографические методы

Особо следует отметить такой параметр, как частота следования импульсов в тракте, или скорость передачи информации. Частота следования жестко связана с параметрами сигналов управления, вырабатываемыми генераторным оборудованием. Поэтому на практике частота следования, или тактовая частота, измеряется как частота тактового генератора данного группового или линейного тракта

Для измерения параметров управляющих сигналов используются цифровые частотомеры, измерители временных интервалов, осциллографы

К специфичным для трактов передачи цифровой информации следует отнести параметры, обеспечивающие оценки помехозащищенности тракта и качества передачи информации. Как известно, помехи в каналах ЦСП связаны особенностями аналого-цифрового преобразования, аналоговых трактов и передачи цифровых сигналов. Для передачи цифровых сигналов характерны ошибки регенераторов групповых и линейных трактов и фазовое дрожание цифрового сигнала, вызванное фазовым дрожанием тактовой частоты в регенераторах и работой аппаратуры объединения цифровых потоков

Помехозащищенность линейных трактов в большой степени зависит от качества регенерационных участков и помехоустойчивости регенераторов

Вследствие вышесказанного основными параметрами второй группы являются коэффициент (вероятность) ошибки и фазовое дрожание цифрового сигнала. Для цифровых линейных трактов, кроме того, должны быть введены такие параметры, как помехоустойчивость отдельного регенератора, затухание регенерационного участка и переходное затухание между двумя линейными трассами (этот параметр особенно важен для ЦСП по симметричным кабелям)

Методы измерения коэффициента ошибки  $K_{ош}$  можно разбить на две группы: по цифровому информационному и по испытательному сигналу

В первой группе методов измерения можно проводить, используя определенные признаки структурной регулярности цифрового сигнала. К признакам структурной регулярности цифрового сигнала относятся:

- повторяемость комбинаций цикловой и сверхцикловой синхронизации, чередование полярности импульсов линейного сигнала в коде ЧПП,
- ограничение числа следующих подряд нулей (пауз с длительностью больше нормированной);
- ограничение цифровой суммы кода;
- ограничение числа подряд следующих импульсов одной полярности в модифицированных квазитрочных кодах типа МЧПИ (КВП-З).

Все указанные признаки могут быть использованы для выявления или, как говорят, детектирования ошибок в цифровом сигнале, что позволяет произвести подсчет ошибок и оценку  $K_{ош}$ . Первая группа методов используется в основном

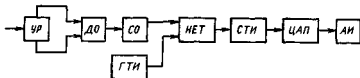


Рис. 11.12. Структурная схема устройства для измерения коэффициента ошибки цифровых сигналов в кодах ЧПИ и КВП-3

в системах телеконтроля линейных и групповых трактов. Во второй группе методов следует различать методы измерения  $K_{ош}$  с использованием сигналов регулярного типа и сигналов типа псевдослучайных последовательностей.

Достоинством первой группы методов является возможность организации контроля и измерений без прекращения связи. В то же время эти методы обеспечивают невысокую точность измерений.

Рассмотрим принцип контроля коэффициента ошибки по цифровому информационному сигналу. На рис. 11.12 приведена структурная схема устройства оценки  $K_{ош}$  для кодов ЧПИ и КВП-3. Как известно, коэффициент ошибки есть отношение числа ошибочно принятых символов к общему числу символов, принятых за определенное время:  $K_{ош} = N_{ош}/N$ . Например, при фиксированном числе ошибок  $N_{ош}$ , если  $K_{ош} = 10^{-5}$ , то  $N = 10^5 N_{ош}$ . Интервал времени, за который на вход измерительного прибора поступают  $N$  символов,  $T_{ош} = 10^5 t_{т.и} N_{ош}$ , где  $t_{т.и}$  — длительность тактового интервала системы.

Следовательно, если поступление  $N_{ош}$  происходит за интервал времени  $T_{ош}$ , то  $K_{ош} = 10^{-5}$ .

Из сказанного следует, что между интервалом времени поступления фиксированного числа ошибок и  $K_{ош}$  имеется прямая зависимость. Эта зависимость и положена в основу построения схемы, изображенной на рис. 11.12.

На вход схемы поступает кваантричный сигнал в коде ЧПИ или КВП-3. Устройство разделения (УР) разделяет положительные и отрицательные импульсы и подает их на детектор ошибок (ДО). Детектор ошибок определяет нарушение чередования полярностей импульсов для кода ЧПИ или нарушение алгоритма кода КВП-3. При каждом нарушении алгоритма формирования кода входного сигнала ДО выдает в счетчик ошибок (СО) импульс. Одновременно от генератора тактовых импульсов (ГТИ) через схему НЕТ на счетчик тактовых импульсов (СТИ) поступают тактовые импульсы, частота следования которых не обязательно должна равняться частоте следования входных импульсов. При поступлении на СО числа импульсов, равного фиксированному числу ошибок  $N_{ош}$  счетчик заполняется полностью и выдает сигнал запрета на схему НЕТ.

Схема НЕТ перекрывает поступление импульсов ГТИ на счетчик СТИ. Если период следования импульсов ГТИ  $t_{ГТИ}$  и к моменту прекращения счета поступило  $N_{ГТИ}$  тактовых импульсов, то интервал времени счета тактовых импульсов СТИ  $T_{сч} = t_{ГТИ} N_{ГТИ}$ . Если в соответствии с приведенным примером  $T_{сч} = T_{ош}$ , то  $K_{ош} = 10^{-5}$ .

Сигнал с выхода счетчика поступает на ЦАП и далее в виде тока или напряжения, величина которого зависит от состояния СТИ, на аналоговый индикатор.

тор АИ, в качестве которого можно использовать стрелочный прибор, проградуированный в единицах  $K_{\text{ош}}$ .

Рассмотрим принцип действия детектора ошибок для кодов ЧПИ и КВП-3 на примере серийного прибора контроля достоверности ПКД-У. Функциональная схема ДО представлена рис. 11.13, а, а временные диаграммы, поясняющие работу устройства, на рис. 11.13, б.

В состав ДО входят два JK-триггера D1 и D2 и логический элемент 2И-ИЛИ-НЕ D3. Для обнаружения нарушений чередования полярности в сигнале, представленном в коде ЧПИ на установочные входы R и S триггера D2, подается нулевой потенциал. При этом на основном и инверсном выходах триггера появляется высокий положительный потенциал, соответствующий логической единице. От УР на  $V_{x1}$  поступают импульсы положительной полярности. Импульсы положительной полярности устанавливают триггер D1 по основному выходу в состояние логической единицы, а инвертированные импульсы отрицатель-

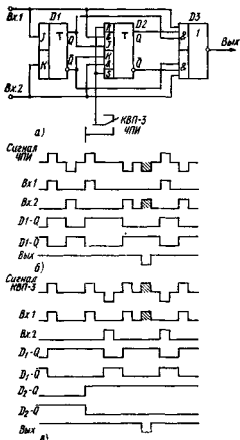


Рис. 11.13. Структурная схема и временные диаграммы работы детектора ошибок для кодов ЧПИ и КВП-3

ной полярности сбрасывают триггер D1 в состояние логического нуля. Если в схему поступают два и более следующих подряд импульсов одной полярности, то состояние D1 меняет только первый импульс из серии, остальные импульсы не оказывают влияния на состояние триггера.

Входные импульсы одновременно поступают на схему 2И—ИЛИ—НЕ. Первый элемент И является формирователем сигнала ошибки в импульсах отрицательной полярности, второй — формирователем сигнала в импульсах положительной полярности, а схема ИЛИ обеспечивает объединение сигналов ошибок. Таким образом, на выходе D3 формируются сигналы ошибок при нарушении алгоритма как для положительных, так и для отрицательных импульсов. В приведенном примере нарушение алгоритма произошло в импульсах отрицательной полярности (импульс ошибки на рис. 11.13, б заштрихован). При



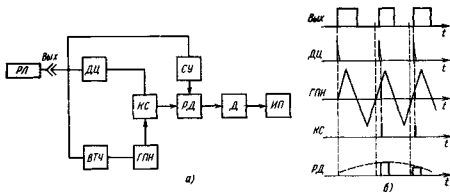


Рис. 11.14. Схема измерения фазового дрожания цифрового сигнала

этом на входе второго элемента И будут в течение интервала времени существования на  $Bx_2$  импульса ошибки оказываются три логические единицы, вызывающие появление сигнала ошибки в виде импульса логического нуля той же длительности на выходе D3

На рис. 11.13, в представлены временные диаграммы работы схемы в режиме регистрации ошибок в коде КВП-3. В этом случае снимается блокировка с триггера D2. Как известно, ошибкой в коде КВП-3 считается сбой чередования полярности нарушений. На рис. 11.13, в показано, что после двух импульсов положительной полярности следуют импульс отрицательной полярности и два импульса положительной полярности, т. е. наблюдается повторение знака нарушения чередований. Следовательно, последний положительный импульс является ошибочным и на время его существования на  $Bx_1$  на выходе D3 должен быть сформирован импульс соответствующей длительности.

В схеме эта задача решается следующим образом. От первого импульса положительной полярности меняет свое состояние триггер D1. Поступление второго импульса той же полярности вслед за первым (нарушение чередования полярностей) на установочный вход вызывает изменение состояния триггера D2. Следующие два импульса чередующейся полярности меняют состояние D1. При поступлении четвертого импульса положительной полярности обеспечивается срабатывание первой схемы И, на выходе D3 появляется импульс ошибки.

Как уже отмечалось, при измерении  $K_{\text{ош}}$  с использованием информационного цифрового сигнала в тракте принципиально невозможно обеспечить высокую точность измерений методом преобразования текущего времени подсчета числа ошибок в коэффициент ошибок.

Гораздо большую точность позволяет получить использование в качестве измерительного сигнала псевдослучайная последовательность ПСП. В этом случае известна структура сигнала на передаче, соответственно на приеме можно генерировать аналогичную последовательность и осуществлять побитное сравнение двух ПСП для выделения ошибок. Недостатком этого метода является сложность синхронизации двух последовательностей. Из теории помехоустойчивых кодов известны методы, позволяющие вести обработку принимаемой ПСП с выделением ошибок, не требующие более сложных видов синхронизации, чем так-

1

товая. Один из этих методов реализован в пульте испытания линейных трактов ПИЛТ.

Для измерения фазового дрожания существует несколько методов. Один из них показан на рис. П 14, а. Фазовое дрожание импульсов на выходе линейного регенератора РЛ преобразуется в изменение амплитуды импульсов. Сигнал с выхода регенератора поступает на вход дифференцирующей цепочки ДЦ, выделяющей фронты входных импульсов. Короткие импульсы с выхода ДЦ управляют ключевой схемой КС, на второй вход которой подается пилообразное напряжение, вырабатываемое генератором пилообразного напряжения ГПН. Система синхронизации обеспечивает фиксацию тактовых точек, совпадающих с моментами перехода через нуль пилообразного напряжения. Так как фазовое дрожание сдвигает фронты импульсов на выходе регенератора относительно фиксированных тактовых точек, на выходе КС появляются короткие импульсы, амплитуды которых соответствуют пилообразному напряжению в моменты поступления фронтов входных импульсов. Такие импульсы на выходе КС представляют собой АИМ сигнал. Далее импульсы поступают на расширитель длительности РД, что увеличивает их мощность. Управляет работой РД схема управления СУ. Из спектра импульсов детектор Д выделяет низкочастотную составляющую, которая поступает на измерительный прибор ИП, проградуированный в единицах фазы.

Измерение помехоустойчивости отдельных регенераторов необходимо для выявления причин перерывов связи, вызванных отказом линейного тракта.

Каждый регенератор в пределах допустимой длины регенерационного участка должен обеспечивать при заданной величине отношения сигнал-шум на входе коэффициент ошибки, меньший определенного нормированного значения. Например, для РЛ системы ИКМ-30 при защищенности 24,7 дБ значение  $K_{ош}$  должно быть меньше, чем  $2,5 \cdot 10^{-6}$ . Если регенератор не обеспечивает требуемого значения  $K_{ош}$ , он является неисправным и может служить причиной отказа линейного тракта.

Существует несколько методов измерения помехоустойчивости регенераторов, которые можно условно разделить на прямые и косвенные. Один из вариантов прямого метода предполагает определение  $K_{ош}$  при подаче на вход регенератора сигналов от двух генераторов: генератора ПСП и генератора шума с изменением уровня сигналов, обеспечивающих получение определенной защищенности. Коэффициент ошибок может быть оценен соответствующим измерительным прибором, например ПКД-У. Однако использование прямых методов требует значительных объемов измерительного оборудования.

В эксплуатации большое распространение получили косвенные методы измерения помехоустойчивости регенераторов. Один из них — метод триад — был описан в § 6.5 применительно к системе ИКМ-30. Рассмотрим метод оценки помехоустойчивости линейных регенераторов, используемый для оценки помехоустойчивости РЛ ЦСП, применяемых на СТС.

Измерение помехоустойчивости регенераторов осуществляется подачей с оконечной станции сигнала «Точки», представляющего собой последовательность импульсов вида 1,1,1, ... с частотой следования, равной полутактовой частоте системы. Учитывая вид частотной характеристики регенерационного участка, мож-

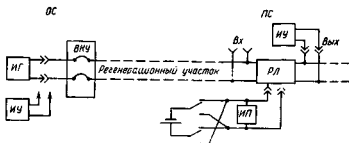


Рис. 11.15. Структурная схема измерения помехоустойчивости регенераторов ЦСП сельской телефонной связи

но пренебречь значениями высших гармоник испытательного сигнала, так как сигнал на входе РЛ будет в основном определяться его первой гармоникой. Нормализованное значение амплитуды импульса на входе регенерационного участка составляет 3 В. При этом уровень первой гармоники на входе регенерационного участка  $\rho = +4,8$  дБ.

Тогда в качестве испытательного сигнала, подаваемого на вход регенерационного участка, можно использовать гармонический сигнал от измерительного генератора ИГ с частотой  $f_n/2$  и уровнем  $+4,8$  дБ. В этом случае на выходе регенератора будет формироваться последовательность единиц. Такая схема измерений показана на рис. 11.15.

Имитация воздействия помехи на сигнал может быть получена изменением порогового уровня решающего устройства регенератора. Для этого к гнездам КС<sub>1</sub> и КС<sub>2</sub> подключают источник постоянного напряжения, который повышает уровень порога. Это эквивалентно уменьшению амплитуды входного сигнала из-за воздействия помех на величину смещения порога. Увеличивая напряжение смещения, добиваются срыва сигнала на выходе регенератора, который можно определить, подключив к выходу измеритель уровня ИУ. Регенераторы, обладающие заданной помехоустойчивостью, «выдерживают» напряжение помехи, указанное в паспортных данных регенератора. Аналогичным образом определяется и срыв работы регенератора при понижении порогового уровня, что соответствует увеличению амплитуды входного сигнала из-за воздействия помех. Для этого изменяют полярность подключения источника постоянного напряжения. Допустимые изменения порога в одну и другую сторону определяются измерительным прибором ИП и должны быть практически одинаковыми.

### 11.3. НАСТРОЙКА И ЭКСПЛУАТАЦИЯ ЦСП

**Общие сведения.** Монтаж линейных и станционных сооружений ЦСП мало чем отличается от монтажа соответствующих сооружений и АСП, В то же время для настройки цифровых линий передачи требуется гораздо меньший объем работ. Объясняется это тем, что нет необходимости в такой тщательной коррекции частотных и амплитудной характеристик, как для аналоговых систем передачи.

Основными работами, выполняемыми в процессе настройки оконечной станции, являются:

проверка питающих напряжений и цепей питания, установка питающих напряжений;

подстройка частот задающих генераторов;

проверка работы устройств сигнализации и систем автоматического контроля работоспособности блоков и узлов;

проверка параметров каналов и трактов «на себя», настройка индивидуального оборудования каналов.

Цифровой принцип построения аппаратуры позволяет достаточно легко сопрягать оборудование с контрольно-испытательными комплексами, выполненными на основе микропроцессоров или микро-ЭВМ, значительно упрощающих процесс проверки и контроля. Настройка индивидуального оборудования заключается в установке соответствующей величины остаточного затухания и сопряжении низкочастотной части каналов с приборами станций (установка режимов КНО и СУ).

Настройка линейного тракта состоит из следующих операций:

установки эксплуатационных переключателей в системах служебной связи, дистанционного питания, телеконтроля;

установки напряжений ДП на оконечной станции, ОРП и НРП, измерения цепей ДП, проверки сигнализации и систем защиты цепей ДП;

настройки и измерения параметров каналов служебной связи;

проверки работы систем телеконтроля;

измерения помехоустойчивости регенераторов и  $K_{\text{ом}}$  регенераторов и линейного тракта.

Полная настройка линии передачи завершается измерением  $K_{\text{ом}}$  линейного тракта и основных параметров каналов (см. § 11.2). Этим цифровые линии передачи выгодно отличаются от аналоговых, где требуется тщательная установка и поддержание диаграммы уровней передачи во всех точках линейного тракта, точная коррекция АЧХ.

**Эксплуатация цифровых систем передачи.** В процессе эксплуатации поддерживаются в норме параметры каналов, трактов и систем. Современные ЦСП снабжены эффективными системами контроля и сигнализации для аппаратуры оконечных станций, позволяющими по сравнительно простым алгоритмам отыскивать поврежденные блоки. Обычно контролируются: питающие напряжения, наличие цифровых сигналов на передаче и приеме, цикловая и сверхцикловая синхронизация, нарушение цикловой и сверхцикловой синхронизации на противоположной станции. При отклонениях контролируемых параметров от допустимых пределов включается акустическая и оптическая сигнализация. Параметры каналов ТЧ и сигнальных каналов в современных ЦСП контролируются обслуживающим персоналом с помощью специальной контрольно-измерительной аппаратуры.

Эксплуатация линейного тракта — один из самых трудоемких процессов в общей системе эксплуатации цифровой линии передачи. Его эффективность во многом определяется наличием у системы передачи развитой подсистемы телеконтроля. Подсистемы телеконтроля и телемеханики ЦСП благодаря особенностям цифрового сигнала позволяют весьма эффективно автоматизировать процесс

эксплуатации линейного тракта. В перспективных ЦСП контроль за состоянием оконечных станций и линейного тракта возлагается на микропроцессорные системы или микроЭВМ.

Высокий уровень автоматизации при эксплуатации ЦСП в значительной мере снижает эксплуатационные расходы.

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Дать определение основных параметров и характеристик каналов ТЧ ЦСП с ИКМ-ВРК.

2. Пояснить, почему частота 800 Гц не может быть использована для измерения остаточного затухания канала ТЧ ЦСП с ИКМ-ВРК.

3. Какие сигналы могут быть использованы для измерения шумов квантования?

4. Какие приборы могут быть использованы для измерения шумов квантования?

5. Назовите нормируемые параметры типовых цифровых стыков

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гитлиц М. В., Лев А. Ю. Теоретические основы многоканальной связи. — М.: Радио и связь, 1985. — 248 с.
2. Зингеренко А. М., Баева Н. Н., Тверецкий М. С. Системы многоканальной связи. — М.: Связь, 1980. — 440 с.
3. Многоканальная электросвязь и РРЛ / Н. Н. Баева, И. К. Бобровская, В. А. Брескин, Е. Л. Федорова. — М.: Радио и связь, 1984. — 216 с.
4. Гуревич В. Э., Лопушнян Ю. Г., Рабинович Г. В. Импульсно-кодовая модуляция в многоканальной телефонной связи. — М.: Связь, 1973. — 335 с.
5. Левин Л. С., Плоткин М. А. Цифровые системы передачи информации. — М.: Радио и связь, 1982. — 215 с.
6. Тарасова Ц. Л., Корнеев А. С. Системы передачи ГТС — М.: Радио и связь, 1981. — 232 с.
7. Аппаратура ИКМ-30 / А. Н. Голубев, Ю. П. Иванов, Л. С. Левин и др. — М.: Радио и связь, 1983. — 184 с.
8. Основы многоканальной связи / Н. Н. Баева, И. К. Бобровская, В. А. Брескин, Ю. А. Якуб. — М.: Связь, 1975. — 328 с.
9. Цифровые системы передачи: Пер. с англ. / Под ред. А. А. Визеля. — М.: Связь, 1980. — 360 с.
10. Никифоров Н. П., Циклис А. М., Шнигель А. Р. Измерение качественных показателей каналов связи с ИКМ. — М.: Радио и связь, 1984. — 104 с.
11. Лозовой И. А. Параметры каналов тональной частоты аппаратуры с ИКМ. — М.: Радио и связь, 1981. — 88 с.
12. Цым А. Ю., Камалаяги В. И. Междугородные симметричные кабели для цифровых систем передачи. — М.: Радио и связь, 1984. — 160 с.
13. Венедиктов М. Д., Женецкий Ю. П., Марков В. А. Дельта-модуляция. Теория и применение. — М.: Связь, 1976. — 270 с.
14. Аппаратура уплотнения ИКМ-12М для сельской связи / Под ред. М. У. Поляка. — М.: Связь, 1976. — 160 с.