

Министерство образования и науки Российской Федерации

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)

**В.М. Винокуров**

# **ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ**

Учебное пособие

Томск  
ТУСУР  
2012

Рецензент

**С.И. Богомолов**, канд. техн. наук, доцент

**Пособие написано в рамках выполнения  
приоритетного национального проекта «ОБРАЗОВАНИЕ»  
по направлению «Разработка программ и учебно-методических пособий,  
обеспечивающих повышение квалификации специалистов в области  
информационных и телекоммуникационных технологий»**

**Винокуров В.М.**

Цифровые системы передачи : учеб. пособие / В.М. Винокуров ; Федеральное агентство по образованию, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, Ин-т доп. образования, факультет повышения квалификации. – Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 160 с.

Рассмотрены основы группообразования и кодирования потоков в цифровых системах передачи, формирование потоков цифровых иерархий псевдохронной (PDH) и синхронной (SDH) иерархий, коды в линиях передачи, синхронизация цифровых сетей, архитектура, топология и резервирование сетей SDH. Изучены проблемы измерения в цифровых системах передачи.

Для специалистов, бакалавров и магистрантов образовательных направлений 210400 «Телекоммуникации и 210700 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», а также для слушателей курсов повышения квалификации и специалистов, создающих и эксплуатирующих системы связи.

**Факультет повышения квалификации**

© Томск. гос. ун-т систем упр.  
и радиоэлектроники, 2012

© Винокуров В.М., 2012

## Оглавление

Введение .....	5
<b>1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ .....</b>	<b>10</b>
1.1. Аналоговые системы передачи (АСП) .....	11
1.2. Временное разделение каналов. Цифровые системы передачи (ЦСП) .....	24
1.3. Спектры сигналов .....	25
1.4. Цифровой сигнал и особенности его получения .....	28
1.5. Кодеки ИКМ .....	31
1.6. Компандирование .....	35
<b>2. ПЛЕЗИОХРОННАЯ ЦИФРОВАЯ ИЕРАРХИЯ (ПЦИ) .....</b>	<b>42</b>
2.1. Стандарты PDH (Plesiochronous Digital Hierarchy) .....	42
2.2. Группообразование в PDH .....	49
2.3. Оборудование гибкого мультиплексирования .....	53
2.4. Цифровая система передачи ИКМ-30 .....	54
2.5. Цифровая система передачи ИКМ-15 .....	60
2.6. Цифровая система передачи ИКМ-120 .....	62
2.7. Цифровая радиорелейная система передачи «Радан» .....	65
2.8. Цифровая система передачи ИКМ-480 .....	66
2.9. Цифровая система передачи ИКМ-1920 .....	69
<b>3. СИНХРОННАЯ ЦИФРОВАЯ ИЕРАРХИЯ (СЦИ) .....</b>	<b>71</b>
3.1. Стандарты SDH (Synchronous Digital Hierarchy) .....	71
3.2. Особенности SDH .....	74
3.3. Особенности реализации радиорелейных линейных SDH систем .....	77
3.4. Формирование модуля STM-1 из E4 .....	79
3.5. Формирование модуля STM-1 из потоков E1 по версии ETSI .....	81
3.6. Формирование STM-1 из потока E3 в версии ETSI .....	86
3.7. Формирование STM-1 из ячеек ATM .....	88
3.8. Конкатенация .....	89
3.9. Формирование фреймов STM-N .....	90
3.10. Функциональные блоки аппаратуры SDH .....	94
3.11. Функциональные модули сетей SDH .....	97
3.12. Архитектура и топология сетей SDH .....	98
3.13. Функциональные методы защиты синхронных потоков .....	102
<b>4. СИНХРОНИЗАЦИЯ ЦИФРОВЫХ СЕТЕЙ .....</b>	<b>109</b>
4.1. Общие положения .....	109
4.2. Современная концепция построения систем синхронизации .....	112
4.2.1. Структура системы межузловой синхронизации .....	114
4.2.2. Структура системы внутриузловой синхронизации СВС .....	118
4.2.3. Подсистемы QoS и TMN .....	119
<b>5. ЛИНЕЙНЫЕ КОДЫ В ЦСП .....</b>	<b>121</b>
5.1. Частотно-компактные коды в основной полосе частот .....	121
5.1.1. Первая группа (непрерывные коды) .....	123
5.1.2. Вторая группа (блочные коды) .....	125

5.2. Дубинарное кодирование .....	131
5.3. Линейные коды в абонентских линиях ЦСП .....	133
5.3.1. Код 3В2Т-ОБС .....	133
5.3.2. Код 2В1Q .....	134
5.3.3. Коды в xDSL .....	134
5.4. Стандартизация кодов ЦСП .....	140
<b>6. ИЗМЕРЕНИЯ В ЦСП .....</b>	<b>142</b>
6.1 Методология измерения ошибок в ЦСП .....	142
6.2. Методы расчета параметра ES .....	143
6.3. Показатели ошибок в ОЦК .....	144
6.4. Показатели ошибок для сетевых трактов .....	144
6.5. Основные параметры, измеряемые в бинарном цифровом канале .....	145
6.6. Процедура CRC .....	148
6.7. Измерения в канале 2 Мбит/с .....	151
6.7.1. Измерения на 2 Мбит/с с выключением связи .....	151
6.7.2. Измерения без выключения связи на 2 Мбит/с .....	152
6.7.3. Измерения в сквозном режиме на 2 Мбит/с .....	154
Литература .....	155
Приложение. Алармы в SDH [10] .....	157

## Введение

Перед изучением темы целесообразно вспомнить несколько основополагающих положений теории электросвязи.

### 1. Первичные сети связи

Первичной сетью называется совокупность типовых физических цепей, типовых каналов передачи и сетевых трактов системы электросвязи, образованная на базе сетевых узлов, сетевых станций, оконечных устройств первичной сети и соединяющих их линий передачи системы электросвязи. В основе современной системы электросвязи лежит использование цифровой первичной сети, основанной на использовании цифровых систем передачи. Как следует из определения, в состав первичной сети входят среда передачи сигналов и аппаратура систем передачи. Современная первичная сеть строится на основе технологии цифровой передачи и использует в качестве сред передачи электрический и оптический кабели и радиоэфир.

Рассмотрим ту часть первичной сети, которая связана с передачей информации в цифровом виде. Современная цифровая первичная сеть может строиться на основе трех технологий: PDH, SDH и ATM (рис. 1). Первичная цифровая сеть на основе PDH/SDH состоит из узлов мультиплексирования (мультиплексоров), выполняющих роль преобразователей между каналами различных уровней иерархии стандартной пропускной способности, регенераторов, восстанавливающих цифровой поток на протяженных трактах, и цифровых кроссов, которые осуществляют коммутацию на уровне каналов и трактов первичной сети. Схематично структура первичной сети представлена на рис. 2. Как видно из рис. 2, первичная сеть строится на основе типовых каналов, образованных системами передачи. Современные системы передачи используют в качестве среды передачи сигналов электрический и оптический кабель, а также радиочастотные средства (радиорелейные и спутниковые системы передачи). Цифровой сигнал типового канала имеет определенную логическую структуру, включающую цикловую структуру сигнала и тип линейного кода. Цикловая структура сигнала используется для синхронизации, процессов мультиплексирования и демultipлексирования между различными уровнями иерархии каналов первичной сети, а также для контроля блоковых ошибок.

Линейный код обеспечивает помехоустойчивость передачи цифрового сигнала. Аппаратура передачи осуществляет преобразование цифрового сигнала с цикловой структурой в модулированный электрический сигнал, передаваемый затем по среде передачи. Тип модуляции зависит от используемой аппаратуры и среды передачи.

Таким образом, внутри цифровых систем передачи осуществляется передача электрических сигналов различной структуры, на выходе цифровых систем передачи образуются каналы цифровой первичной сети, соответствующие стандартам по скорости передачи, цикловой структуре и типу линейного кода.

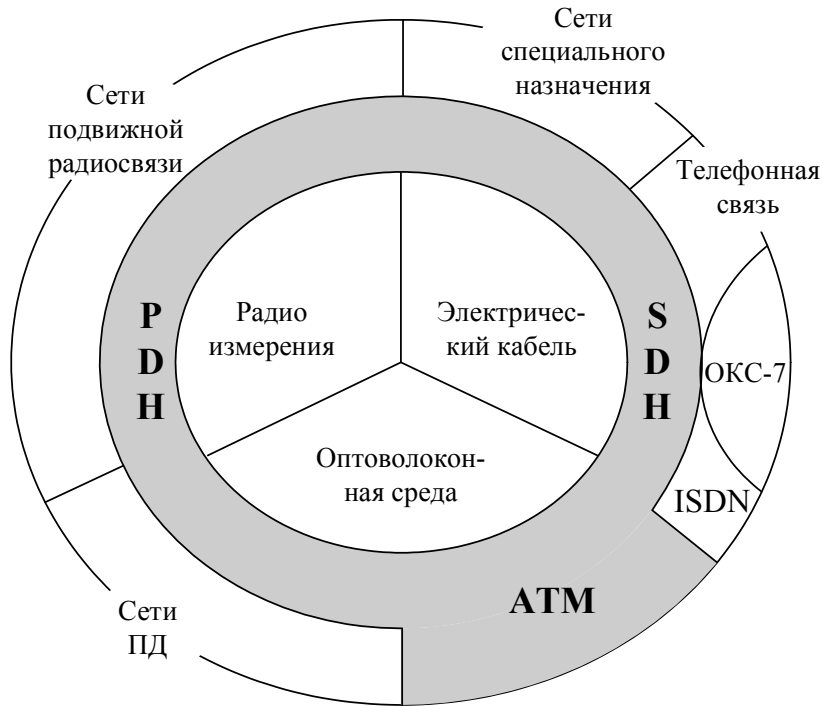


Рис. 1. Место цифровой первичной сети в системе электросвязи [1]

Обычно каналы первичной сети приходят на узлы связи и оканчиваются в линейно-аппаратном цехе (ЛИАЦ), откуда кроссируются для использования во вторичных сетях. Можно сказать, что первичная сеть представляет собой банк каналов, которые затем используются вторичными сетями (сетью телефонной связи, сетями передачи данных, сетями специального назначения и т.д.). Существенно, что для всех вторичных сетей этот банк каналов един, откуда и вытекает обязательное требование, чтобы каналы первичной сети соответствовали стандартам.

Современная цифровая первичная сеть строится на основе трех основных технологий: плезиохронной иерархии (PDH), синхронной иерархии (SDH) и асинхронного режима переноса (передачи) (ATM). Из перечисленных технологий только первые две в настоящее время могут рассматриваться как основа построения цифровой первичной сети.

Технология ATM как технология построения первичной сети является пока молодой и до конца не опробованной. Она отличается от технологий PDH и SDH тем, что охватывает не только уровень первичной сети, но и технологию вторичных сетей, в частности, сетей передачи данных и широкополосной ISDN (B-ISDN) (рис. 1). В результате при рассмотрении технологии ATM трудно отделить ее часть, относящуюся к технологии первичной сети, от части, тесно связанной со вторичными сетями.

Международным союзом электросвязи ИТУ-Т предусмотрен ряд рекомендаций, стандартизирующих скорости передачи и интерфейсы систем PDH, SDH и ATM, процедуры мультиплексирования и демultipлексирования, структуру цифровых линий связи и нормы на параметры джиттера и вандера (рис. 3).

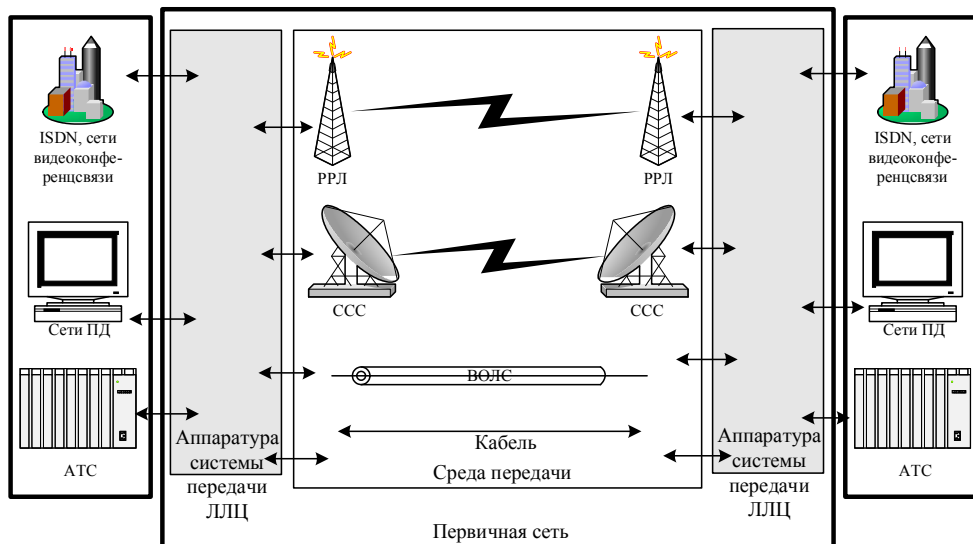


Рис. 2. Структура первичной сети

Рассмотрим основные тенденции в развитии цифровой первичной сети. В настоящий момент очевидной тенденцией в развитии технологии мультиплексирования на первичной сети связи является переход от PDH к SDH. Если в области средств связи этот переход не столь явный (в случае малого трафика по-прежнему используются системы PDH), то в области эксплуатации тенденция к ориентации на технологию SDH более очевидна. Операторы, создающие большие сети, уже сейчас ориентированы на использование технологии SDH. Следует также отметить, что SDH дает возможность прямого доступа к каналу 2048 кбит/с за счет процедуры ввода/вывода потока E1 из трактов всех уровней иерархии SDH. Канал E1 (2048 кбит/с) является основным каналом, используемым в сетях цифровой телефонии, ISDN и других вторичных сетях.

## 2. Бит и нат

Количество информации в сообщении принято определять по формуле

$$i(a) = -\log P(a),$$

где  $a$  — данное сообщение;  $P(a)$  — вероятность его наступления. Количество информации в сообщении тем больше, чем оно менее вероятно, или, иначе, чем оно более неожиданно.

Основание логарифма в формуле чаще всего выбирают равным 2. Полученная при этом единица информации носит название «двоичная единица», или **бит**. Она равна количеству информации в сообщении о событии, происходящем с вероятностью 0,5, т.е. таком, которое может с равной вероятностью произойти или не произойти. Такая единица на практике наиболее удобна вследствие широкого использования двоичных кодов в вычислительной технике и связи.

В теоретических исследованиях иногда применяют натуральный логарифм, измеряя информацию в *натуральных единицах*. Данная единица носит название **нат**. Натуральная единица в  $\log_2 e \approx 1,443$  раза больше двоичной.

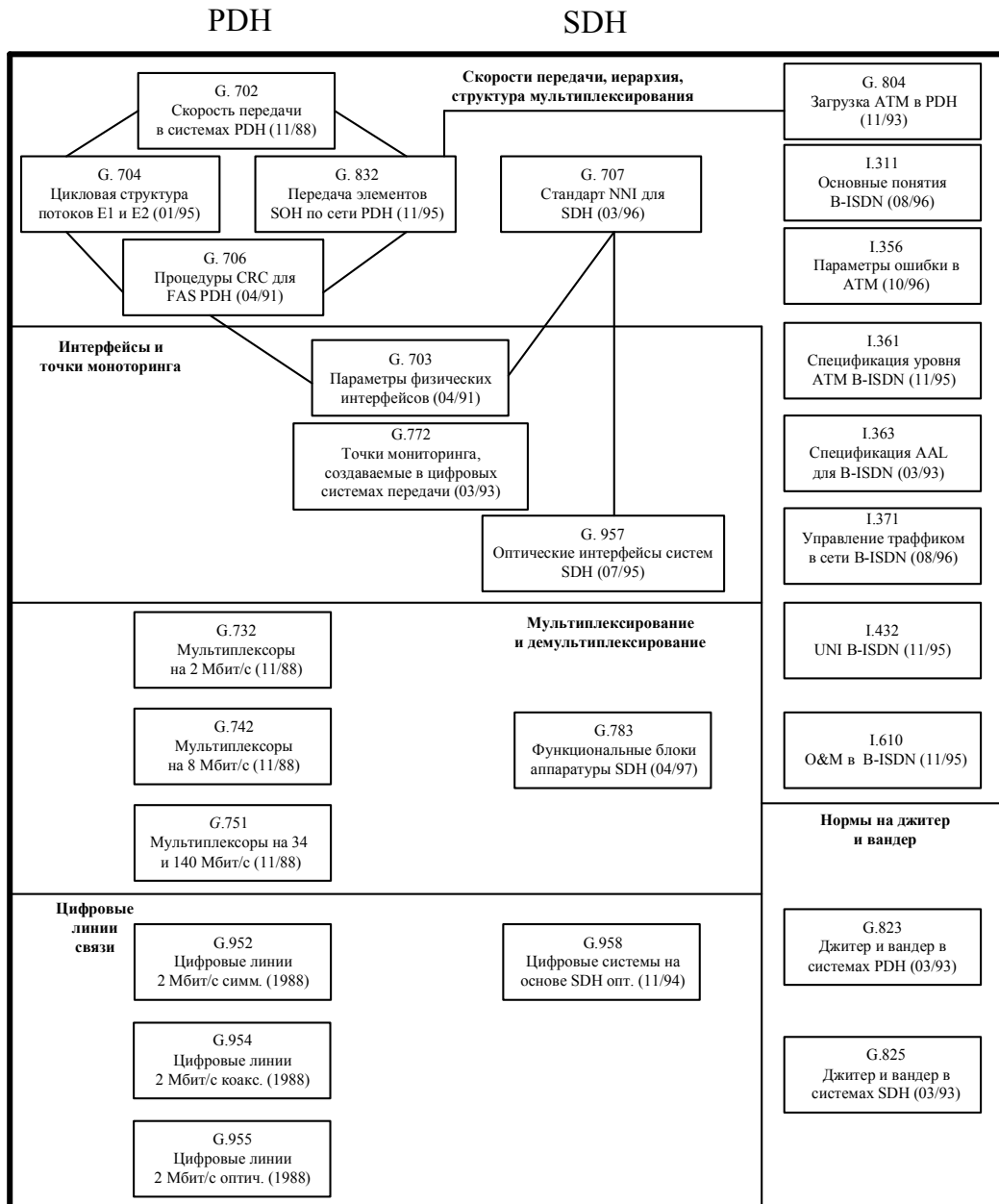


Рис. 3. Стандарты первичной цифровой сети, построенной на основе технологий PDH, SDH и ATM

### 3. Бит и бод

С других позиций **бит** определяется как одна из двух цифр — 1 или 0, используемых в двоичной системе. Двоичное число (называемое иногда «словом») состоит из нескольких разрядов. Восемьразрядное число называют **байтом**, или **октетом**. Крайний разряд справа имеет наименьшее значение, слева — наибольшее. Крайний разряд слева часто используют в качестве знакового. При передаче двоичного сигнала может использоваться как порядок LSB (когда первым передаётся бит младшего разряда, например, в Ethernet), так и MSB (обратный порядок, применяемый, например, в Token Ring).



**Бод** — это единица измерения скорости передачи информационных символов (число символов в секунду).

Поскольку для передачи каждого символа может потребоваться в общем случае  $L$  бит, связь между скоростью передачи сигнала  $D$  (скоростью модуляции, измеряемой в бодах) и скоростью передачи данных  $R$  (количеством бит в секунду) определяется формулой

$$D = \frac{R}{L} = \frac{R}{\log_2 M},$$

где  $M$  — объём алфавита (в данном случае число возможных различных двоичных комбинаций) при передаче информации двоичным  $L$ -битовым кодом  $M = 2^L$ .

## 1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Образование типовых каналов передачи обеспечивает система передачи, одной из составных частей которой является среда распространения [3]. Такой средой могут быть **коаксиальные, симметричные** или **оптические кабели, воздушные** или **радиолинии**. Поскольку стоимость кабелей, воздушных и радиолиний значительна, то необходимо иметь возможность по одной физической цепи (стволу) одновременно и независимо передавать как можно больше сигналов, соответствующих разным сообщениям. Физическая цепь — это одна или две пары проводов, расположенных в кабеле или подвешенных на опорах (воздушная линия) и используемых для передачи сигналов электросвязи. Для радиолиний аналогичным понятием является **ствол**. Естественно, чем больше сигналов будет одновременно передаваться, например, по одной кабельной цепи, тем эффективнее этот кабель будет использоваться. Совокупность технических средств, обеспечивающих одновременную и независимую передачу  $N$  сигналов по одной физической цепи, называется  $N$ -канальной (**многоканальной**) **системой передачи**. В состав системы передачи, кроме среды распространения, входят также оконечные и промежуточные станции.

Упрощенная структурная схема многоканальной системы передачи приведена на рис. 1.1.

На передающей оконечной станции исходные индивидуальные сигналы абонентов преобразуются модуляторами  $M_1, \dots, M_n$  в **канальные сигналы**. В устройстве объединения каналов (**УОК**) канальные сигналы объединяются, образуя **групповой сигнал**. Промежуточные станции обеспечивают увеличение дальности передачи сигналов. На приемной оконечной станции с помощью устройства разделения каналов **УРК** осуществляется выделение канальных сигналов из группового сигнала, которые преобразуются демодуляторами  $Пр1, Пр2, \dots, Прn$  в исходные сигналы.

Естественно, исходный сигнал, восстановленный на приемной станции, несколько отличается от аналогичного сигнала на передаче. Причиной этих отличий являются искажения, вносимые каналами передачи, и помехи, воздействующие на сигнал. Желательно, чтобы эти отличия не превышали допустимых.

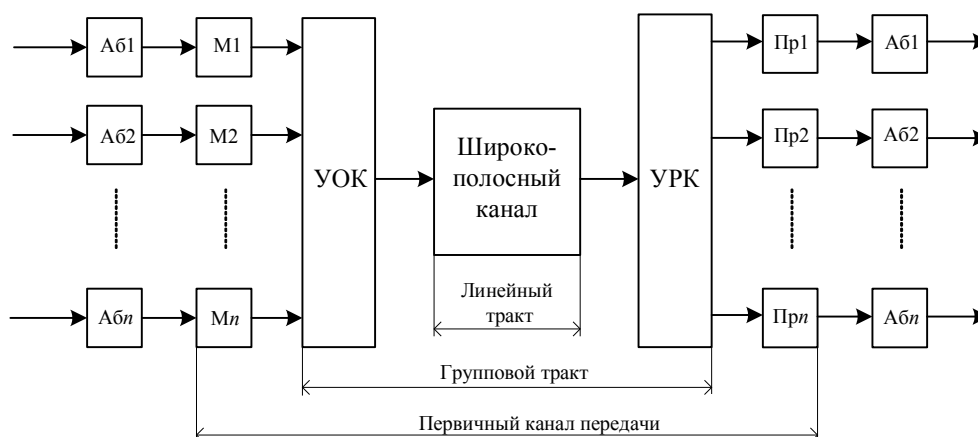


Рис. 1.1. Многоканальная система передачи

Преобразование исходного сигнала на передающей оконечной станции необходимо для того, чтобы каждому каналному сигналу сообщить некоторые отличительные признаки, наличие которых позволит на приемной оконечной станции разделить сигналы по соответствующим приемникам.

При построении многоканальных систем передачи преимущественно используются частотный (ЧРК) и временной способы разделения каналов (ВРК).

## 1.1. Аналоговые системы передачи (АСП)

При ЧРК за каждым каналом в линии передачи закрепляется определенный спектр частот. Поэтому преобразователи передающей оконечной станции должны сместить частотные полосы исходных сигналов в частотные полосы, которые отводятся для передачи по тому или иному каналу. Это смещение может быть осуществлено с помощью амплитудной, частотной или фазовой модуляции. Несущие частоты надо выбирать такими, чтобы спектры частот каналных сигналов не перекрывались.

Упрощенная структурная схема многоканальной системы передачи с частотным разделением каналов приведена на рис. 1.2 [6].

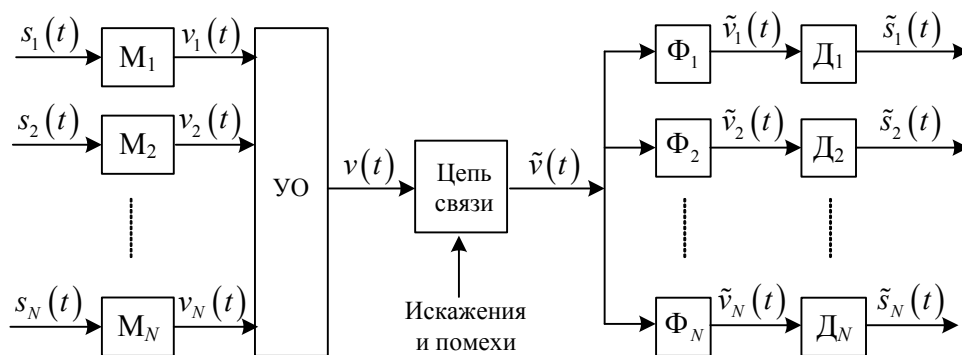


Рис. 1.2. Многоканальная система передачи с ЧРК [6, с. 67]

Исходные сигналы, поступающие в канал, модулируют несущие частоты, что осуществляется модуляторами  $M_1, \dots, M_N$ . Формирование каналных сигналов выполняют полосовые фильтры, которые подавляют все побочные продукты модуляции, ненужные для передачи. Выделенные фильтрами полосы частот каналных сигналов не должны перекрываться (рис. 1.3). Канальные сигналы объединяются и образуют групповой сигнал [3].

На приемной оконечной станции каналные сигналы выделяются из группового сигнала при помощи полосовых канальных фильтров  $\Phi_1, \dots, \Phi_N$ . Для получения исходных сигналов каналные сигналы подаются на демодуляторы  $D_1, \dots, D_N$ . Если несущие частоты на выходе модуляторов передающей оконечной станции будут подавлены, то на демодуляторы кроме канальных сигналов должны быть поданы несущие частоты. Фильтры нижних частот ФНЧ выделяют исходный сигнал, внося большое затухание в высокочастотные составляющие сигнала, появившиеся в процессе демодуляции.

Для полного разделения каналовных сигналов необходимо, чтобы характеристики полосовых фильтров  $\Phi_1, \dots, \Phi_N$  были идеальными. Так как у реальных фильтров крутизна нарастания затухания ограничена, то между каналами могут возникнуть переходные помехи. Для уменьшения их до допустимых значений между спектрами каналовных сигналов вводятся защитные частотные интервалы (рис. 1.3). Например, при передаче разговорных сигналов защитный частотный интервал составляет 0,9 кГц.

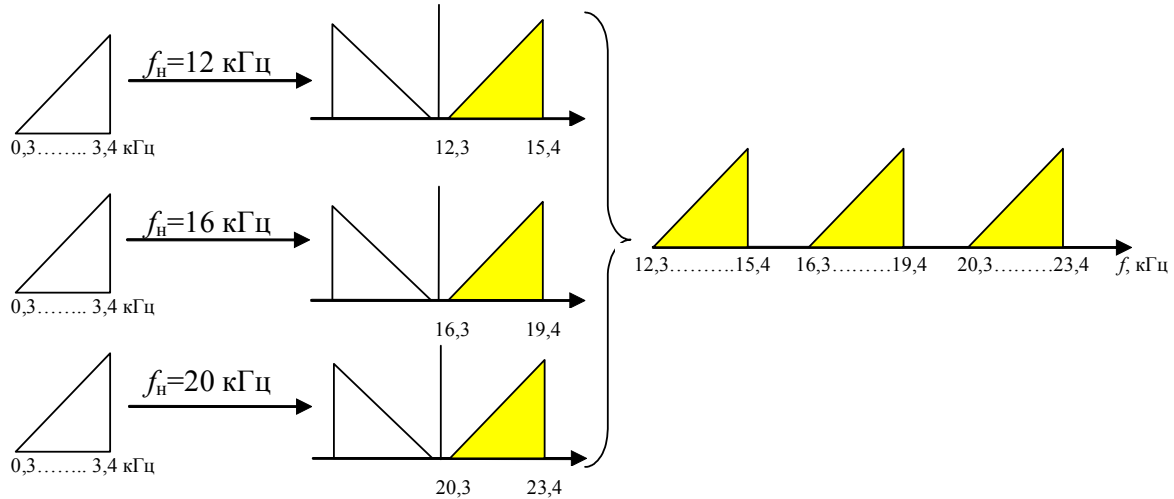


Рис. 1.3. Пример преобразования первичных сигналов в каналные и формирования группового линейного сигнала

В качестве примера практической реализации метода ЧРК на рис. 1.4 представлена скелетная схема высокочастотного телефонного канала.

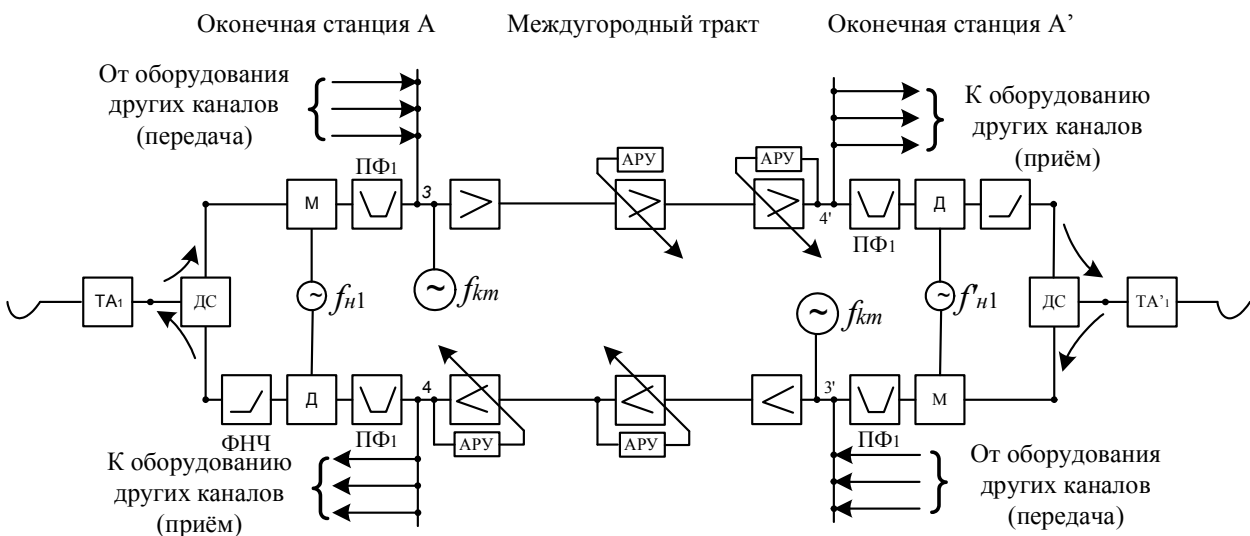


Рис. 1.4. Скелетная схема высокочастотного телефонного канала

Формирование каналовных сигналов в системах передачи с ЧРК можно осуществить методами амплитудной (АМ), частотной (ЧМ) или фазовой (ФМ) модуляций. Если использо-

вать ЧМ или ФМ с малым индексом модуляции, то спектр частот модулированного колебания будет одинаковым со спектром частот АМ колебания.

Однако выигрыш в помехозащищенности при ЧМ и ФМ по сравнению с АМ имеет место лишь при индексе модуляции, превышающем единицу, т.е. тогда, когда спектр модулированного колебания при ЧМ и ФМ становится значительно шире спектра при АМ. Поэтому в **проводных** системах передачи с ЧРК для формирования канальных сигналов применяется АМ. Использование АМ позволяет осуществить передачу одной боковой полосы (ОБП); АМ с ОБП обладает большей помехоустойчивостью, чем ЧМ или ФМ с малыми индексами модуляции, и даёт возможность сформировать канальные сигналы наименьшей ширины.

В **радиорелейных** и **спутниковых** системах передачи, у которых уровень помех в линии весьма значителен, применяются ЧМ или ФМ с индексами модуляции больше единицы как наиболее помехоустойчивые виды модуляции. В этих системах ЧМ используется для модулирования группового сигнала, для формирования которого используется АМ с ОБП.

Частотная и фазовая модуляции применяются в системах передачи **дискретных** и **телеграфных** сигналов. Применение ограничителей амплитуд на приемной станции позволяет при этих видах модуляций уменьшить влияние колебаний уровня сигнала, помех и искажений в каналах и тем самым снизить вероятность ошибок.

Кроме того, ЧМ применяется в некоторых системах передачи **факсимильных** сигналов по каналам тональной частоты (ТЧ).

Информация об исходном сигнале содержится **только в боковых полосах частот**, поэтому для его восстановления на приеме не обязательно передавать по каналу весь спектр АМ колебаний. Учитывая это, формирование канальных АМ сигналов можно осуществлять путем передачи:

- **двух боковых полос частот и несущей** (факсимильные сигналы, сигналы низкоскоростной передачи данных); недостатки метода: широкий спектр передаваемых частот, экономическая нецелесообразность применения групповых усилителей для одновременного усиления сигналов всех каналов системы передачи);
- **одной боковой полосы частот и несущей** (метод передачи практически не используется);
- **одной боковой полосы частот без несущей ОБП** (находит преимущественное применение для формирования канальных сигналов в **многоканальных проводных системах** передачи с ЧРК, где подавление несущей частоты, мощность которой значительно превышает мощность боковой полосы частот, позволило успешно применить групповые усилители);
- **двух боковых полос частот без несущей** (в многоканальных системах передачи **на местных сетях**, когда стоимость одного канала-километра в основном определяется стоимостью дешёвых оконечных устройств, в которых нет необходимости использовать сложные и дорогие канальные фильтры);
- **одной боковой полосы частот, несущей и части второй боковой полосы частот** (используется, если спектр исходного сигнала начинается от очень низких частот, близких

к нулю, например, сигналы телевидения и факсимильный). Особенности метода следующие:

1) фильтр, частично подавляющий одну из боковых полос, должен иметь кососимметричную характеристику коэффициента передачи относительно несущей частоты (так называемый фильтр Найквиста);

2) частичное подавление одной боковой полосы приводит к возникновению так называемых квадратурных искажений, для устранения которых на приеме применяется синхронное детектирование, что приводит к усложнению приемного оборудования).

Устранение одной из боковых полос можно осуществить **фильтровым, фазоразностным или фазофильтровым** методами. В многоканальных системах передачи с ЧРК наибольшее распространение получил **фильтровый** метод. При этом методе неиспользуемая боковая полоса частот подавляется с помощью полосового фильтра, включенного на выходе модулятора. Если учесть, что в современных многоканальных системах передачи интервал между несущими частотами соседних каналов составляет 4 кГц, то требования к затуханию в полосе непропускания таких фильтров должны быть очень высокие.

Схема, реализующая **фазоразностный** метод формирования ОБП, состоит из двух плеч, объединяемых на входе и выходе с помощью развязывающих устройств. Если на модулятор одного плеча исходный сигнал и несущую частоту подать сдвинутыми по фазе на  $\pi/2$  относительно сигнала и несущей частоты, подаваемых на модулятор другого плеча, то сигнал на выходе схемы будет содержать колебания только одной боковой полосы.

Оконечная аппаратура всех многоканальных систем передачи строится на основе типовой преобразовательной аппаратуры. При создании этой аппаратуры учитывалась практика построения ее в других странах и рекомендации МККТТ, так как она должна обеспечивать организацию как национальной, так и международной сети связи. Поэтому в типовой преобразовательной аппаратуре в настоящее время принято следующее группобразование. В качестве **первичной** группы используется 12-канальная группа. **Вторичная** группа формируется путем объединения пяти первичных групп, **третичная** группа — пяти вторичных групп и **четвертичная** — трех третичных групп (рис. 1.5, 1.6).

Полосы частот каждой из групп выбирались так, чтобы их абсолютная и относительная ширина была как можно меньше. При этом учитывалась возможность изготовления фильтров, выделяющих полезную боковую полосу, и необходимость выделения этих групп каналов в промежуточных усилительных пунктах.

При формировании стандартных групп каналов могут использоваться схемы как однократного, так и многократного преобразования спектра канала ТЧ [5]. Поясним данное обстоятельство на примере формирования первичной группы. Метод однократного преобразования (рис. 1.7, а) при норме затухания сигналов подавляемой полосы 60 дБ требует обеспечить крутизну нарастания затухания полосового канального фильтра порядка 0,07 дБ/Гц. Такую крутизну затухания в полосе частот (60÷108) кГц могут обеспечить только достаточно дорогостоящие кварцевые, магнитоstrictionные или электромеханические фильтры.

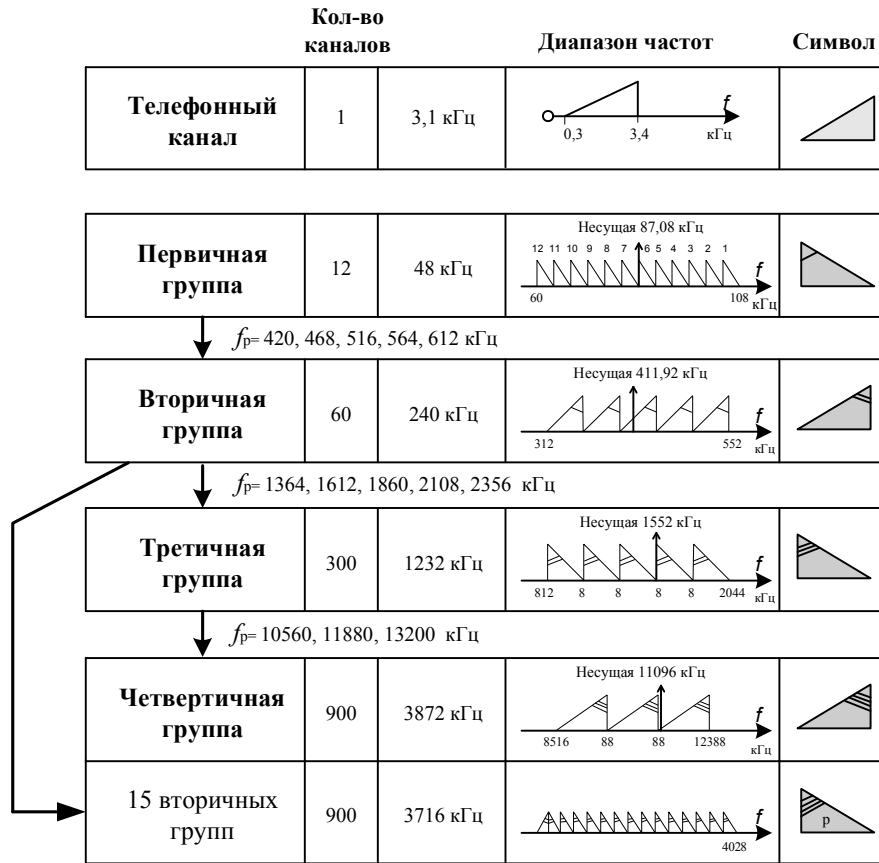


Рис. 1.5. Иерархия групп аналоговых каналов с частотным разделением

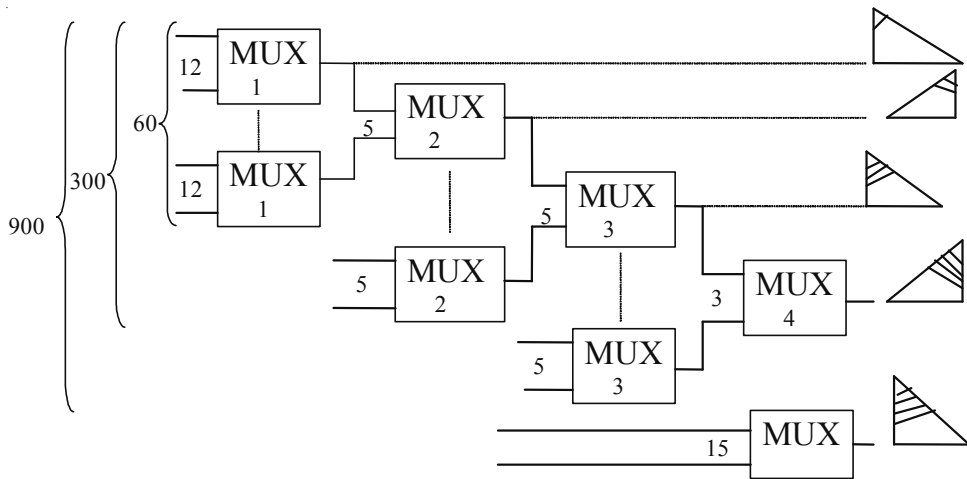


Рис. 1.6. Стандартные группы аналоговых каналов

Двукратное преобразование (рис. 1.7, б) увеличивает частотный интервал между несущей канального сигнала и боковой полосой, что значительно снижает требования к крутизне затухания фильтра и делает возможным применение дешёвых фильтров типа LC.

Таким образом, **первичная группа** может формироваться путем однократного преобразования (рис. 1.8) 12 исходных каналов тональной частоты с полосой  $(0,3 \div 3,4)$  кГц каждый с помощью 12 индивидуальных преобразователей (ИПР), на которые поданы несущие частоты 108, 104, 100, 96, 92, 88, 84, 80, 76, 72, 68 и 64 кГц (величины можно вычислить по формуле  $f_{н,к} = 108 - 4(k-1)$ , где  $k = 1, 2, \dots, 12$  — номера каналов).

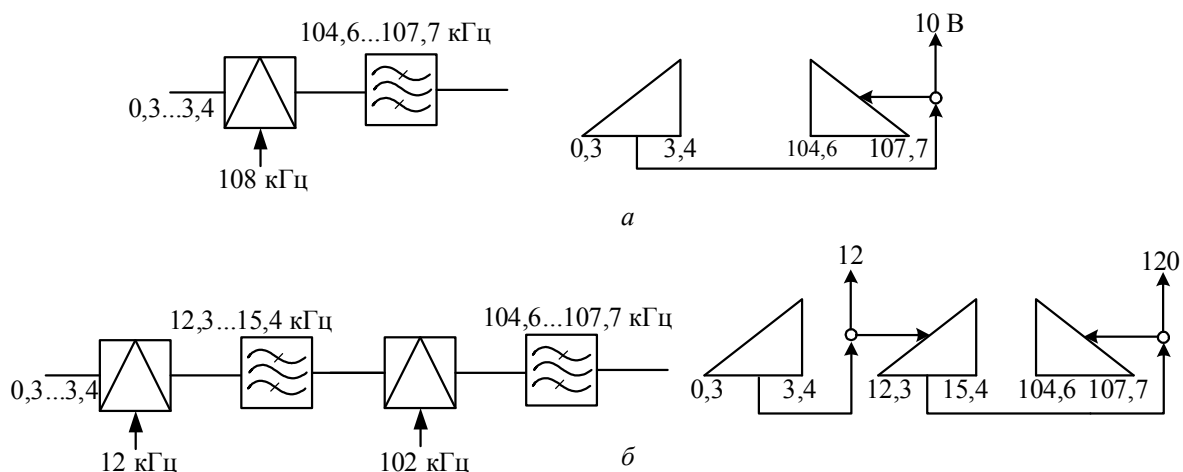


Рис. 1.7. Структурные схемы и диаграммы при различных способах преобразования спектра канала ТЧ: *a* — при однократном; *б* — при двукратном

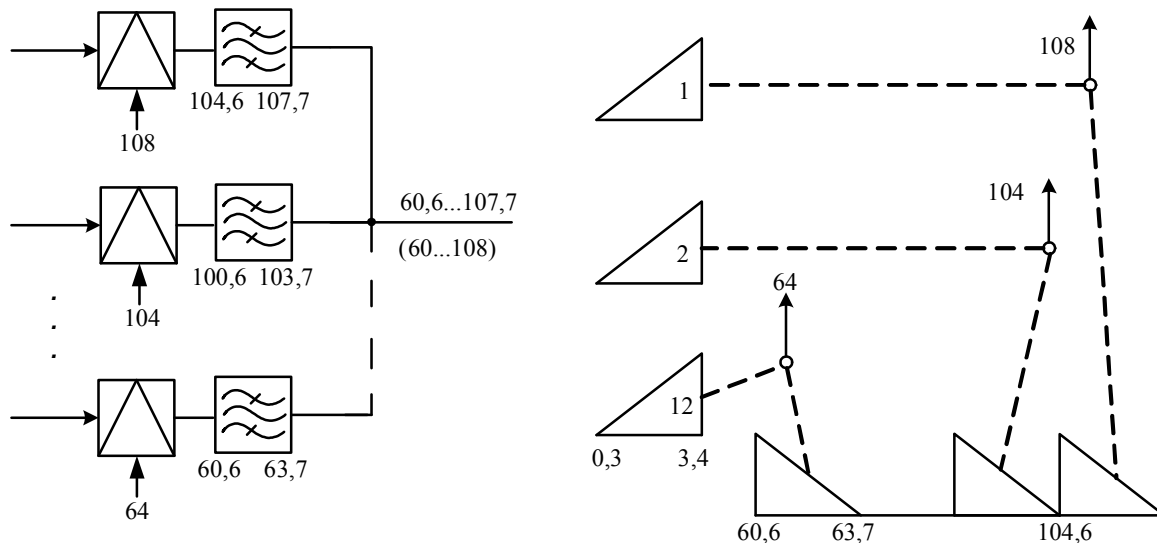


Рис. 1.8. Формирование первичной группы однократным преобразованием частоты с использованием кварцевых фильтров

Структура формирования первичной группы с помощью двукратного преобразования спектра показана на рис. 1.9.

Расстояние между виртуальными несущими частотами соседних каналов составляет 4 кГц. Интервал 0,9 кГц между полосами частот соседних каналов необходим для обеспечения требуемой крутизны нарастания затухания фильтров при переходе от полосы пропускания к полосе задержания. Таким образом, ширина спектра первичной 12-канальной группы составляет 48 кГц.

При формировании спектра первичной группы с помощью индивидуальной и групповой ступеней преобразования используются **трехканальные предгруппы**. Структурная схема преобразовательного оборудования и схема преобразования спектров для этого метода формирования спектра приведены на рис. 1.10.



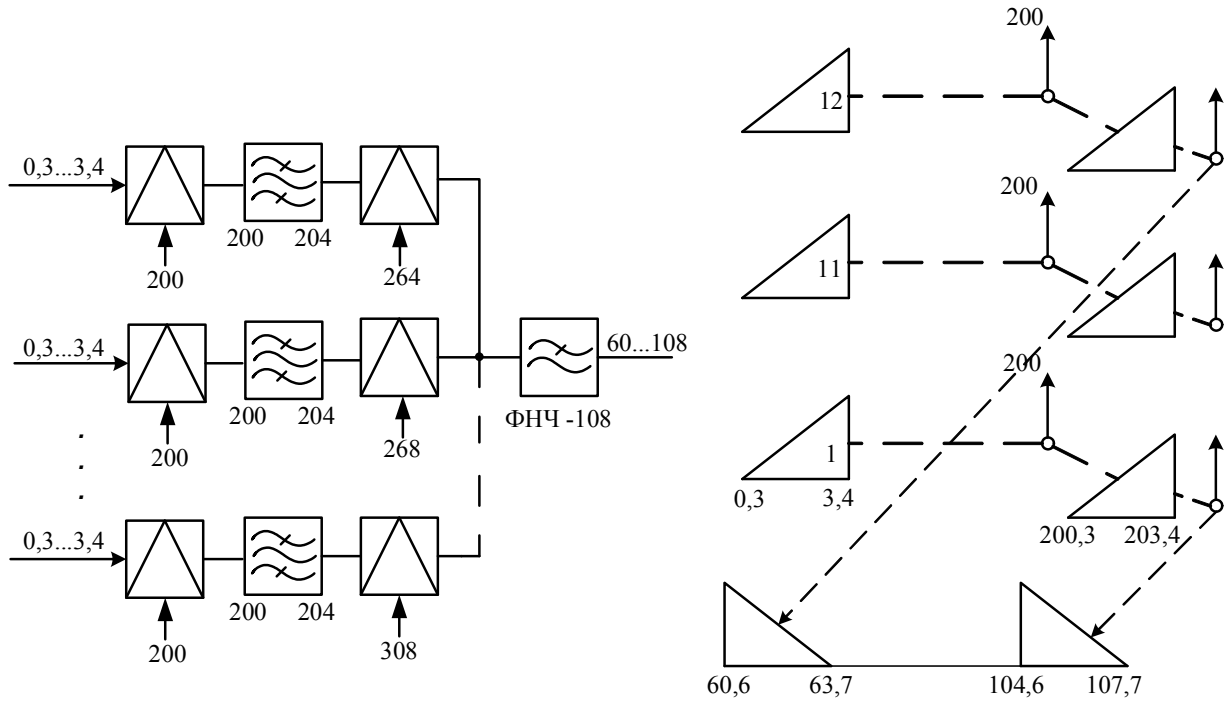


Рис. 1.9. Формирование первичной группы двойным преобразованием частоты и LC-фильтрами

Каждая трехканальная группа формируется путем индивидуального преобразования исходных сигналов с помощью несущих частот 12, 16 и 20 кГц. Выделение полезной боковой (верхней) полосы частот осуществляется полосовыми фильтрами. Таким образом, трехканальная предгруппа занимает полосу частот  $(12 \div 24)$  кГц.

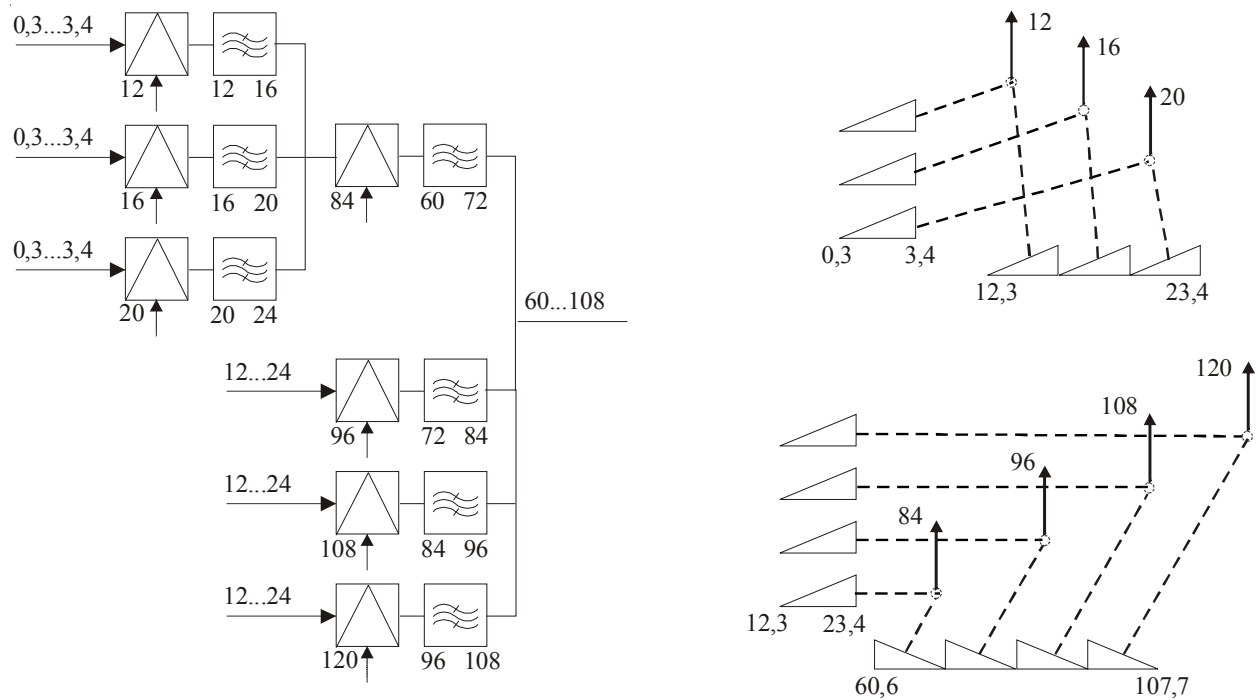


Рис. 1.10. Формирование первичной группы из четырёх трёхканальных групп

Требуемую крутизну нарастания затухания полосовых фильтров в этом диапазоне частот обеспечивают относительно дешевые фильтры типа LC. Для получения спектра частот первичной группы спектры частот каждой из четырех трехканальных предгрупп подаются на групповые преобразователи с несущими 1120, 108, 96 и 84 кГц. После преобразования полосовые фильтры выделяют нижнюю боковую полосу частот. Требования к крутизне нарастания затухания этих фильтров нежесткие, так как частотный промежуток между боковыми полосами значителен. Поэтому эти фильтры также выполняются на элементах  $L$  и  $C$ .

**Вторичная группа** формируется из 5 первичных групп с помощью 5 групповых преобразователей (ГПр), на которые подаются несущие частоты 420, 468, 516, 564, 612 кГц (величины можно вычислить по формуле  $(f_{нн} = 420 + 48(n - 1))$  кГц, где  $n = 1, 2, \dots, 5$  (рис. 1.11).

**Третичная группа** формируется из 5 вторичных с помощью ГПр, на которые подаются несущие частоты 1364, 1612, 1860, 2108, 2356 кГц ( $f_{нb} = 1364 + 248(b - 1)$ ) кГц,  $b = 1, 2, \dots, 5$  (рис. 1.12).

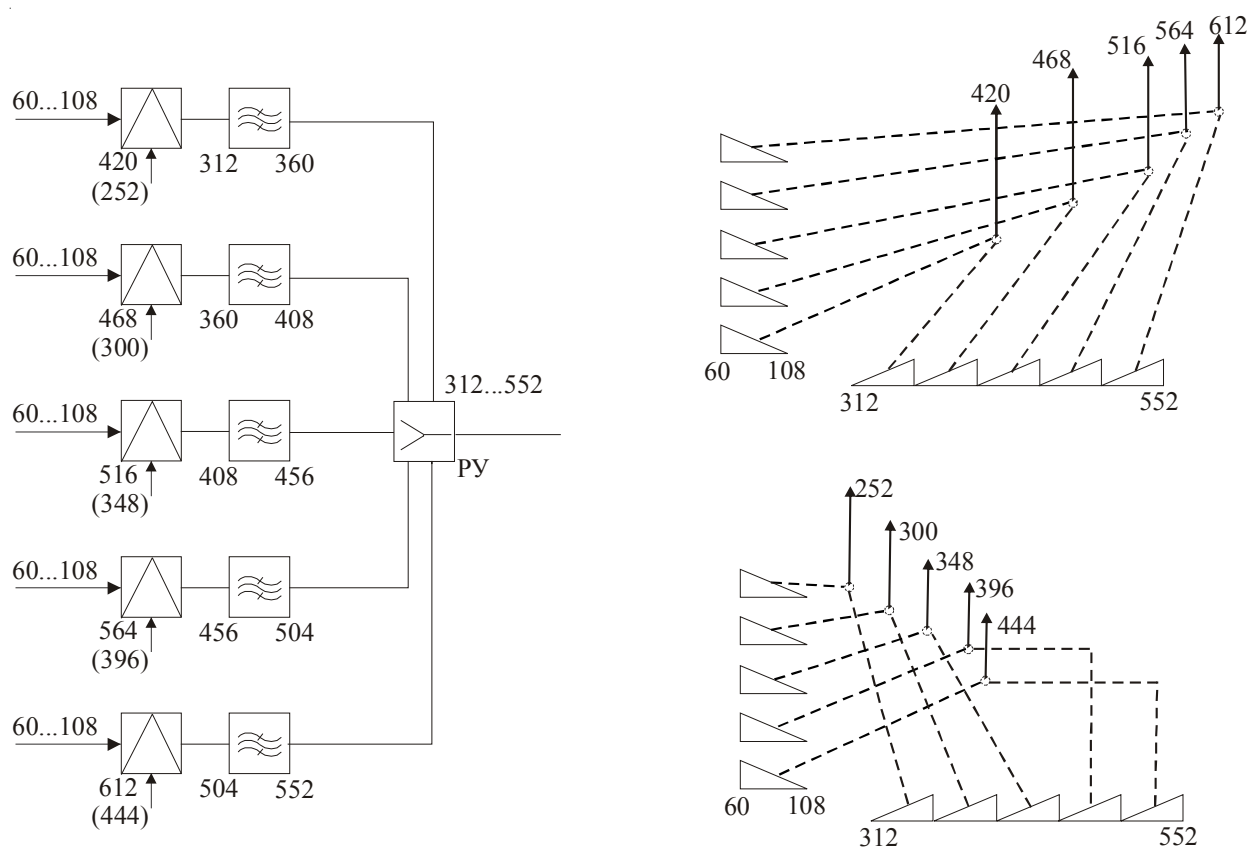


Рис. 1.11. Формирование вторичной группы

Спектр **четвертичной** группы (8516÷12388) кГц создается путём одноступенного группового преобразования спектров **трёх третичных групп** с помощью несущих 10560, 11880 и 13200 кГц. Полезная боковая полоса частот выделяется полосовыми LC-фильтрами.

Приведём несколько примеров использования аппаратуры частотного уплотнения.

1) *Системы передачи на воздушных линиях связи*

**В-3-3** (рис. 1.13). Для двухполосной двухпроводной линии передача сигналов в одном направлении осуществляется в спектре частот  $(4\div 16)$  кГц, а в другом —  $(18\div 31)$  кГц. В спектре частот  $(0,3\div 2,94)$  кГц организуется канал двухполосной служебной связи. Максимальная дальность  $L_{\max} = 2500$  км (промежуточные станции через 250 км).

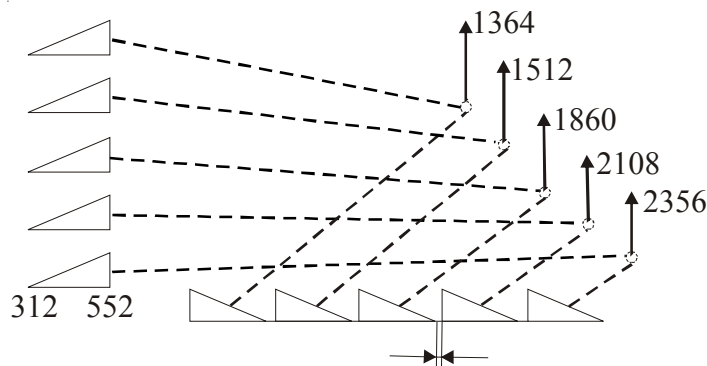


Рис. 1.12. Формирование третичной группы

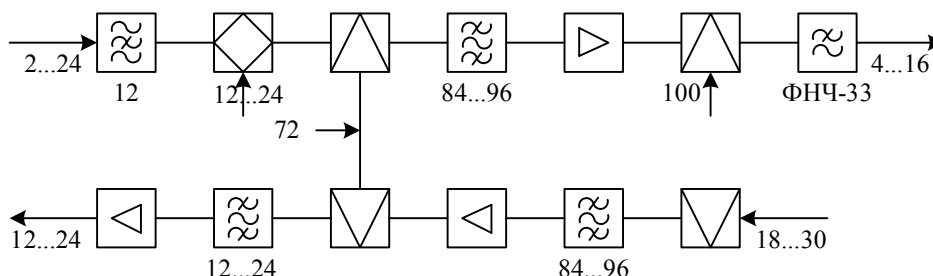


Рис. 1.13. Структурная схема ЦСП В-3-3

**В-12-3.** Аппаратура сопряжения системы передачи В-12-3 осуществляет формирование линейного спектра на основе первичной группы (рис. 1.14). При первом преобразовании используется несущая 324 кГц, при втором — в зависимости от варианта линейного спектра несущие 292, 525, 527 или 290 кГц. После первого преобразования полезную боковую полосу частот выделяет полосовой фильтр на  $(384\div 432)$  кГц, после второго — фильтр нижних частот ФНЧ-200. Дифференциальные системы используются для независимого ввода и вывода сигналов вещания и контрольной частоты первичной группы (84,14 кГц). Режекторный фильтр предотвращает влияние передаваемого сигнала на уровень линейной контрольной частоты. Усилитель в тракте приема обеспечивает требуемый измерительный уровень на выходе аппаратуры. Он снабжен АРУ, управляемой контрольной частотой 84,14 кГц. Располагается аппаратура сопряжения на стойке ОВ-12-3. Используется двухпроводная двухполосная линия. В одном направлении передача осуществляется в полосе частот  $(36\div 84)$  кГц, в другом — в полосе  $(92\div 143)$  кГц.

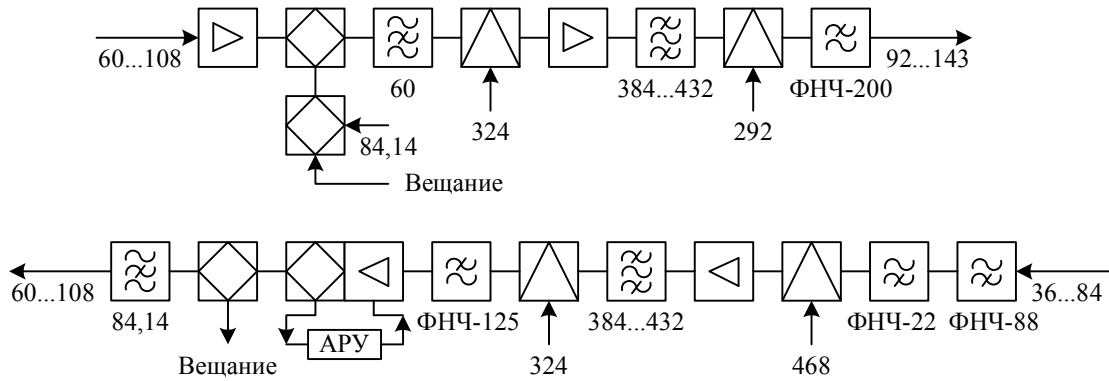


Рис. 1.14. Структурная схема ЦСП В-12-3

Максимальная дальность  $L_{\max} = 10000$  км (промежуточные станции через 125 км).

## 2) Системы передачи по симметричным кабелям

**К-60П.** Аппаратура сопряжения системы передачи К-60 содержит одну ступень преобразования, в которой с помощью несущей 564 кГц осуществляется преобразование спектра частот вторичной группы (312÷552) кГц в линейный спектр частот (12÷252) кГц (рис. 1.15).

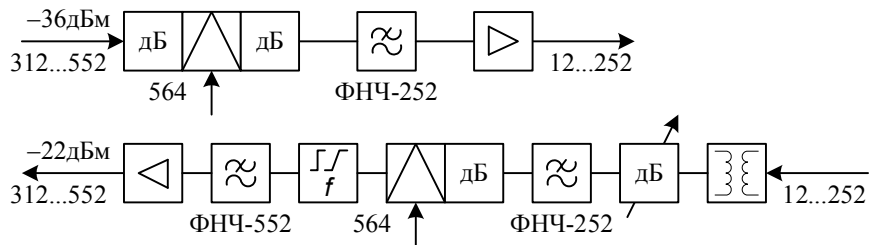


Рис. 1.15. Структурная схема ЦСП К-60П

Кроме преобразователя частоты в состав аппаратуры сопряжения входят: фильтры ФНЧ-252, выделяющие полосы частот (12÷252) кГц; фильтр ФНЧ-552, выделяющий полосу частот вторичной группы; удлинитель, используемый для установки номинальных уровней передачи на выходе аппаратуры. В приемном тракте используется усилитель с АРУ, управляемый контрольной частотой вторичной группы.

Располагается аппаратура сопряжения системы передачи К-60 на *стойке групповых преобразователей* (СП).

Используется как однополосная четырехпроводная линия с максимальной дальностью  $L_{\max} = 12500$  км; расстояние между ОУП 300 км, между НУП — (19÷20) км.

**КРР** (более поздние модификации **КВР-М, КАМА**). Применяется на соединительных линиях ГТС для организации 30 стандартных каналов ТЧ при работе по симметричным кабелям типа МКС, Т и др.

Используется в двух режимах:

- по двухполосной однокабельной схеме с передачей сигналов в одном направлении в спектре частот (12÷248) кГц, а в другом — (312÷548) кГц;
- по однополосной двухкабельной схеме в спектре частот (12÷248) кГц.

Набор номера и вызова осуществляется по дополнительному каналу с шириной полосы 100 Гц и несущей 3,825 кГц.

### 3) Системы передачи по коаксиальным кабелям

Коаксиальные кабели используют на магистральной сети страны.

**К-120.** *Линейный спектр двухполосной системы передачи К-120* образуется на основе спектров двух вторичных групп (рис. 1.16). В аппаратуре сопряжения этой системы передачи с помощью несущей 612 кГц спектр частот одной из вторичных групп преобразуется в спектр (60÷300) кГц. Этот спектр объединяется с непреобразованным спектром другой вторичной группы, образуя линейный спектр одного из направлений передачи (60÷552) кГц.

Для формирования линейного спектра частот другого направления передачи в аппаратуре сопряжения применяется еще одна ступень преобразования. С помощью несущей частоты 1364 кГц она переносит спектр частот (60÷552) кГц в спектр (812÷1304) кГц.

Используется на зонавых участках (двухполосная, двухпроводная система). С кабелем ВКПАП-1×2,1/9,7 максимальное расстояние  $l_{\max} = 1400$  км (усилительные участки через 10 км), расстояние между ОУП-ОУП 200 км.

Группируются десять 12-канальных первичных групп (60÷108) кГц или две 60-канальные вторичные группы (312÷552) кГц.

**К-300.** *Линейный спектр системы передачи К-300* формируется на основе пяти вторичных групп, причем спектр частот каждой вторичной группы передается в блок *оконечной аппаратуры линейного тракта* (ОАЛТ) без преобразования (рис. 1.17). Следовательно, аппаратура сопряжения этой системы передачи преобразует спектры частот четырех вторичных групп в спектры частот (60÷300), (564÷804), (812÷1052) и (1060÷1300) кГц с помощью несущих 612, 1116, 1364 и 1612 кГц.

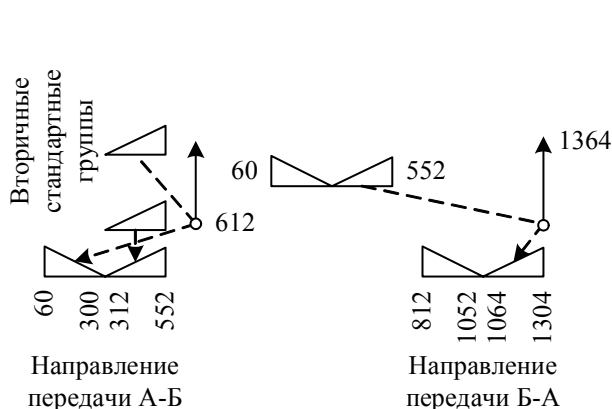


Рис. 1.16. Схема образования линейного спектра ЦСП К-120

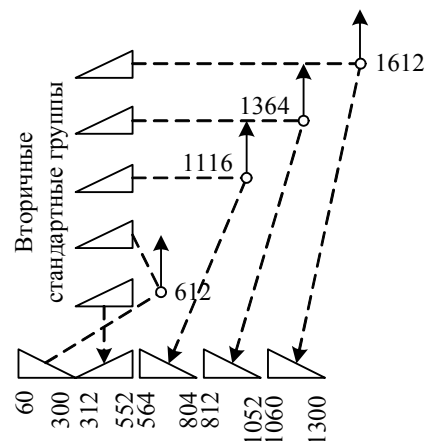


Рис. 1.17. Схема образования линейного спектра ЦСП К-300

Эта аппаратура располагается на стойке СВП (*стойке вторичных преобразователей*).

Таким образом, К-300 — однополосная четырёхпроводная система с полосой частот (60÷13000) кГц. При использовании коаксиальных кабелей типа МКТП 1,2/4,4 мм

максимальная дальность  $L_{\max} = 12500$  км (усилительные участки через 6 км), между ОУП-ОУП — 240 км.

Группируются 300 каналов ТЧ: 25 первичных 12-канальных групп, или 5 вторичных 60-канальных групп.

**К-1920** (модификации К-1920П; VLT-1920). Два варианта: а) 1920 каналов ТЧ; б) 300 каналов ТЧ плюс 1 канал ТВ (рис. 1.18).

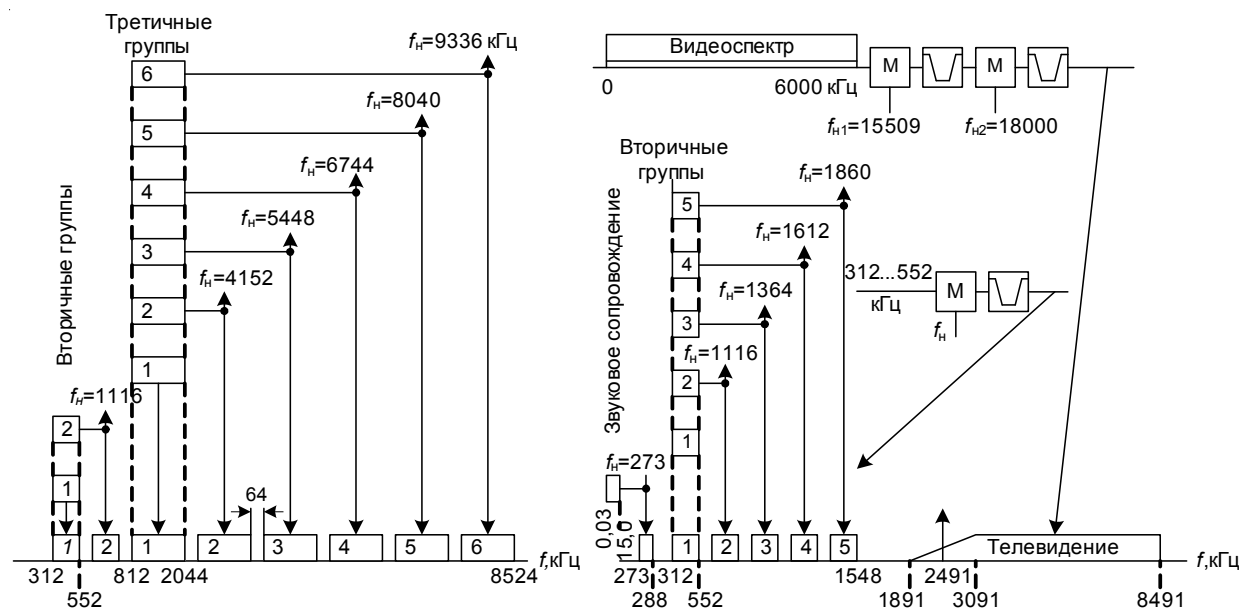


Рис. 1.18. Схема образования линейного спектра системы К-1920

Аппаратура сопряжения системы передачи К-1920П располагается на стойке СС-1920. Эта аппаратура осуществляет преобразование спектров шести третичных групп в линейный спектр частот (312÷8524) кГц (рис. 1.18). Спектр частот (312÷804) кГц образуется путем объединения спектров двух вторичных групп, один из которых не подвергается преобразованию, другой преобразуется с помощью несущей частоты 1116 кГц.

При использовании кабеля КМБ 2,6/9,4 мм и однополосной 4-проводной однокабельной системы максимальная дальность  $L_{\max} = 12500$  (усилительные участки через 6 км), между ОУП-ОУП — 186 км.

**К-3600** (рис. 1.19). Преобразование спектров двенадцати 300-канальных групп (812÷2044) кГц в спектры частот двух групп по 1800 каналов: (812÷8524) и (9884÷17596) кГц. С этой целью в первой группе из 1800 каналов в качестве несущих используются частоты 4152, 5448, 6744, 8040 и 9336 кГц (первая 300-канальная группа передается в ОАЛТ без преобразования), во второй группе из 1800 каналов — частоты 9072, 10368, 11664, 12960, 14256, 18408 кГц. Полезные полосы частот выделяют полосовые фильтры (ПФ). Параллельное подключение фильтров каждой группы производится через *развязывающие устройства* (РУ). Фильтры ФВЧ-8,5 и ФНЧ-8,5 ограничивают спектры частот каждой группы из 1800 каналов. Объединение спектров осуществляется с помощью дифференциальной системы. После объединения образуется линейный спектр системы передачи К-3600 (812÷117596) кГц.

Вместо первой группы из 1800 каналов предусмотрена возможность организации канала телевизионного вещания и трех каналов звукового вещания, один из которых используется для передачи сигналов звукового сопровождения.

В тракт передачи аппаратуры сопряжения вводится опорная частота 9000 кГц, которая используется для стабилизации частот задающих генераторов передающей и приемной станций или для сличения частот генераторов этих станций с эталонной частотой.

Возникающие в тракте амплитудно-частотные искажения корректируются *корректором* (Кор.).

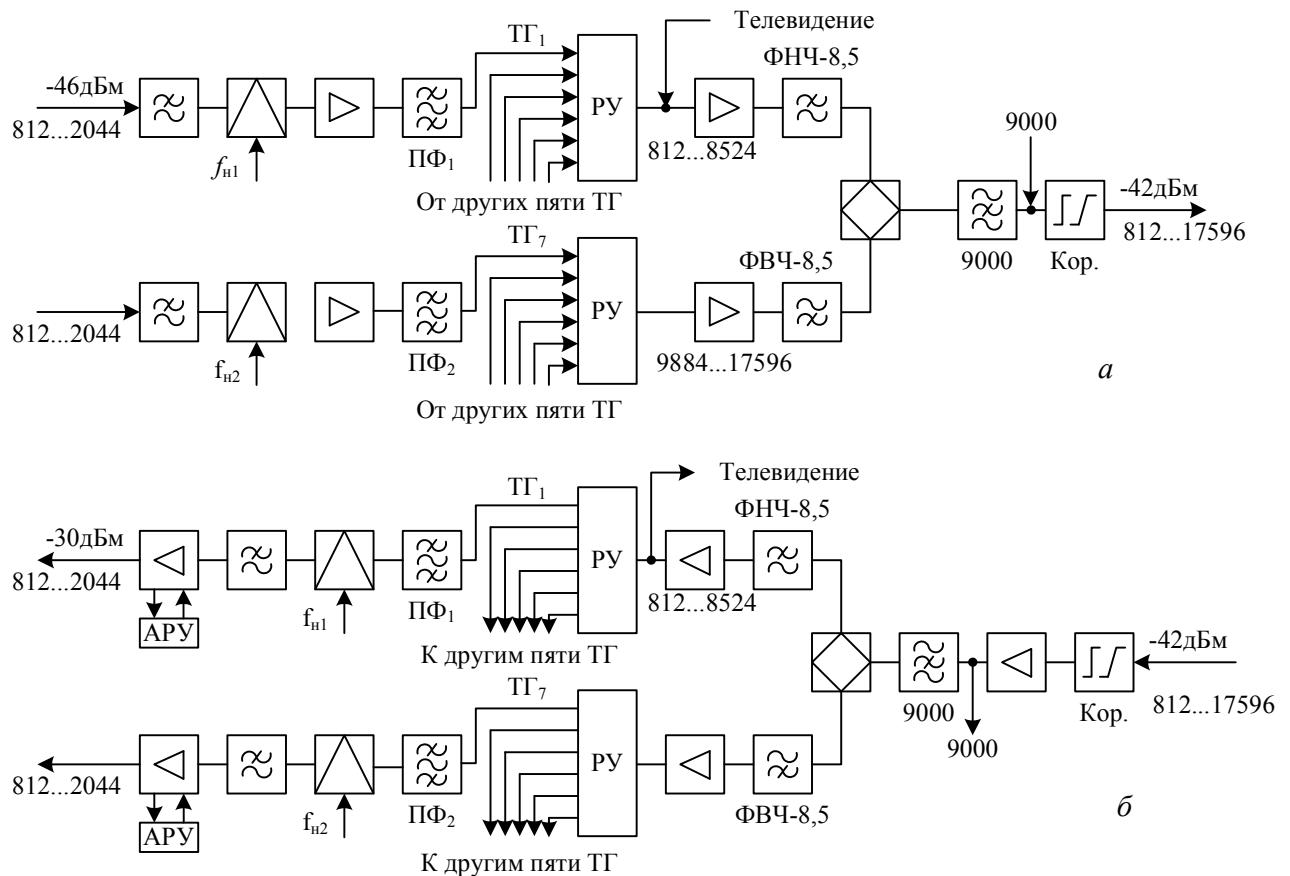


Рис. 1.19. Структурная схема ЦСП К-3600:  
а — передающий тракт; б — приёмный тракт

Фильтры ФНЧ-8,5 и ФВЧ-8,5 в тракте приема разделяют линейный спектр частот на спектры двух групп из 1800 каналов. С помощью полосовых фильтров выделяются полосы частот каждой из двенадцати 300-канальных групп, которые в демодуляторах преобразуются в полосы (812 ч 2044) кГц. Усилитель в тракте приема снабжен АРУ, управляемой контрольной частотой третичной группы.

Измерительные уровни на входе передающего и приемного трактов соответственно равны  $-46$  и  $-42$  дБм, а на выходе передающего и приемного трактов соответственно  $-42$  и  $-30$  дБм.

## 1.2. Временное разделение каналов. Цифровые системы передачи (ЦСП)

При передаче по каналам непрерывных сигналов (например, речевых) последние необходимо подвергнуть дискретизации по времени. В результате дискретизации, осуществляемой методом амплитудно-импульсной модуляции (АИМ), непрерывные сигналы преобразуются в последовательности очень коротких импульсов разной амплитуды. При временном способе разделения каналов по цепи передаются периодические последовательности этих импульсов, амплитуды которых равны величинам мгновенных значений канальных сигналов. После импульса первого канала передается импульс второго, третьего и т.д. до последнего канала  $N$ , после чего цикл передачи периодически повторяется. Интервалы между двумя соседними импульсами одного и того же канала используются для передачи импульсов других каналов.

Упрощенная структурная схема многоканальной системы передачи с ВРК приведена на рис. 1.20 [6]. Исходные непрерывные сигналы каждого канала после ограничения спектра фильтром нижних частот поступают на ключи  $\text{ЭК}_1, \dots, \text{ЭК}_N$ , осуществляющие дискретизацию этих сигналов. Работой ключей управляет периодическая последовательность импульсов, вырабатываемая генератором ГИ. Частота следования этих импульсов равна частоте дискретизации, которая, согласно теореме Котельникова, должна быть не менее удвоенного значения наивысшей частоты спектра непрерывного сигнала  $f_d \geq 2f_{\max}$ . Период следования канальных импульсов  $T_d = 1/f_d$ .

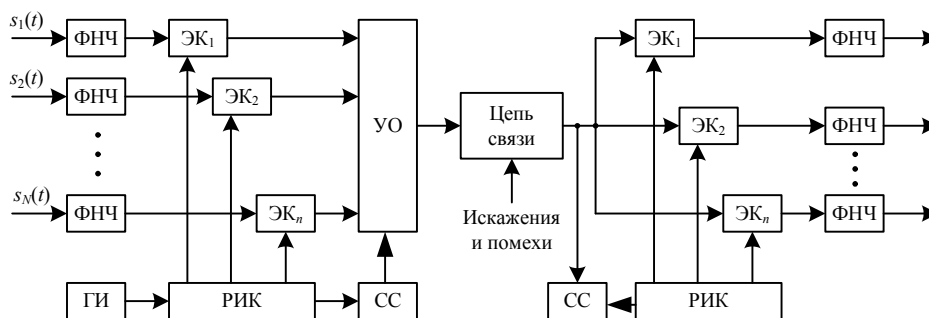


Рис. 1.20. Многоканальная система передачи с временным разделением каналов

Импульсные последовательности, управляющие работой электронных ключей различных каналов, сдвинуты относительно друг друга на равные временные интервалы, величина которых определяется периодом следования канальных импульсов  $T_d$  и числом каналов в системе. За каждый период  $T_d$  происходит однократное замыкание ключей каждого канала. В момент замыкания ключа в линию передается мгновенное значение (отсчет) канального сигнала. Последовательности отсчетов канальных сигналов образуют групповой АИМ-сигнал.

На приемной оконечной станции разделение канальных сигналов осуществляется ключами  $\text{ЭК}_1, \dots, \text{ЭК}_N$ . Работой ключей управляет *распределитель импульсов каналов* (РИК). Для того чтобы передаваемый сигнал поступил в соответствующий приемник, необходимо,



чтобы электронные ключи передающей и приемной станций работали синхронно и синфазно. С этой целью с передающей оконечной станции на приемную передается специальный *сигнал синхронизации* (СС), обеспечивающий согласованную во времени работу *генераторного оборудования* (ГО) обеих станций. Восстановление исходного (непрерывного) сигнала из последовательности амплитудно-модулированных импульсов (отсчетов этого сигнала) осуществляют фильтры нижних частот.

На рис. 1.21 [3] показаны временные диаграммы формирования канальных и группового АИМ-сигналов системы передачи с ВРК. Необходимо отметить, что между каналами системы передачи с ВРК вследствие ограничения полосы пропускания линии передачи могут возникнуть взаимные переходные помехи. Для уменьшения их между канальными импульсами вводятся защитные временные интервалы  $T_3$ . Системы передачи с ВРК и АИМ имеют низкую помехоустойчивость, поэтому АИМ используется обычно в первой ступени преобразования этих систем, а в последующей ступени применяются более помехоустойчивые виды модуляции — *импульсно-кодовая модуляция* (ИКМ) или *фазоимпульсная модуляция* (ФИМ). Комбинация ВРК + ИКМ наиболее часто используется в *цифровых системах передачи*.

В зависимости от типа направляющей среды многоканальные системы передачи, использующие методы частотного или временного разделения каналов, подразделяются на проводные системы передачи и радиосистемы. Направляющей средой проводных систем передачи могут быть оптические, коаксиальные и симметричные кабели или воздушная линия.

### 1.3. Спектры сигналов

Проведение спектрального анализа с целью определения максимальной частоты спектра передаваемого сигнала при использовании систем с ВРК для передачи сигналов является совершенно необходимой операцией. Нарушение условий теоремы Котельникова при выборе такой системы приводит к значительным искажениям как формы сигнала, так и переносимой им информации.

Изучение спектра дискретизированного (или цифрового сигнала) также жизненно необходимо для формулирования требований к широкополосности используемой в системе транспортной среды. Поскольку указанные сигналы содержат последовательности

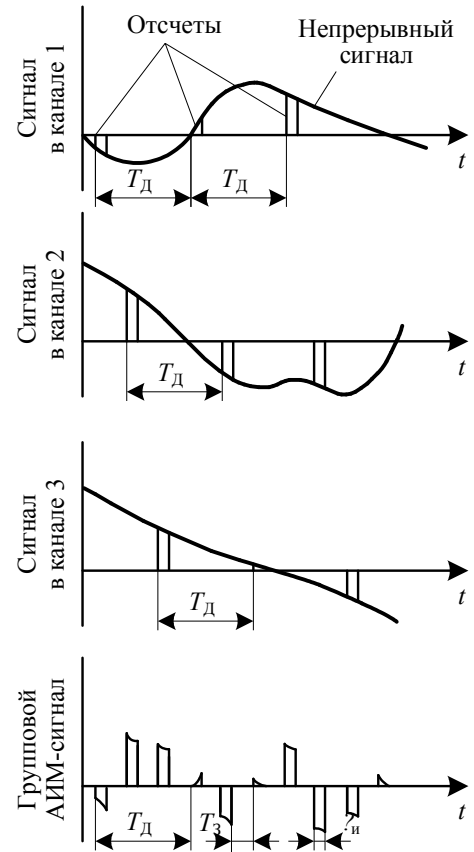


Рис. 1.21. Диаграммы формирования канальных и группового АИМ-сигналов системы передачи с ВРК

прямоугольных импульсов, именно спектр импульсного сигнала представляет наибольший интерес. Спектр одиночного прямоугольного импульса описывается функцией  $(\sin x)/x$ , где  $x=(\omega\tau_n/2)$ , называемой функцией Котельникова (рис. 1.22) [8]. График функции имеет лепестковый характер. Анализ показывает, что приблизительно 90 % энергии импульса содержится в спектральных составляющих первого лепестка.

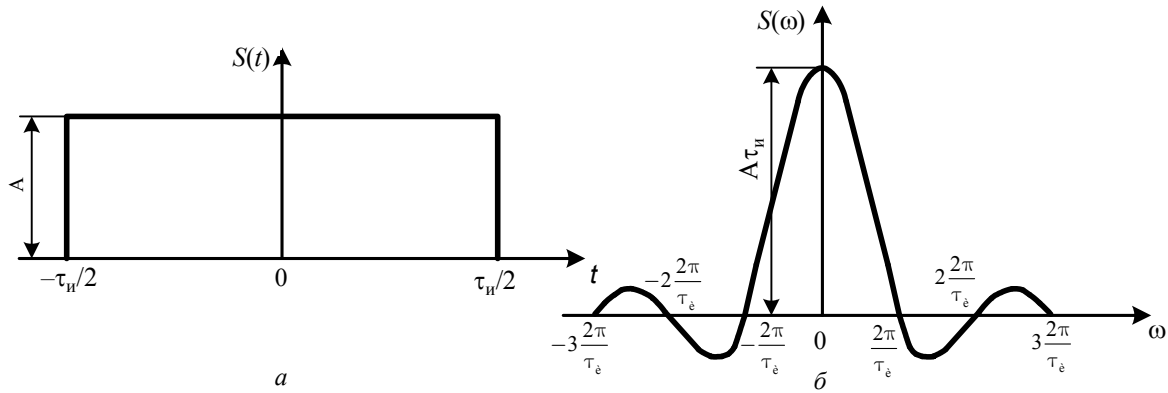


Рис. 1.22. Одиночный прямоугольный импульс (а) и его спектральная плотность (б)

При периодическом повторении прямоугольных импульсов (рис. 1.23) происходит интерференция спектров каждого одиночного импульса, в результате чего отдельные спектральные составляющие спектров этих импульсов складываются в фазе (результатом чего являются дискретные составляющие  $A_i$ ), а другие, складываясь в противофазе, полностью исчезают (рис. 1.24). Спектр приобретает линейчатый, дискретный вид.

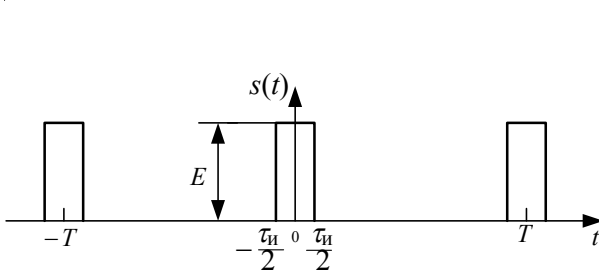


Рис. 1.23. Периодическая последовательность прямоугольных импульсов

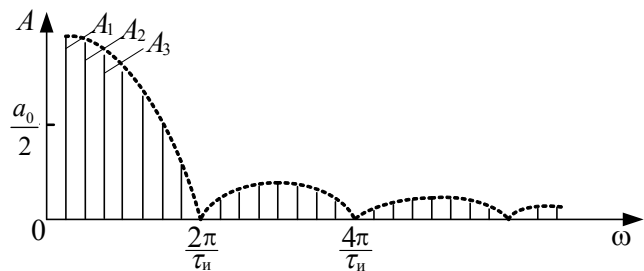


Рис. 1.24. Спектр периодической последовательности рис. 1.23

Величину, равную отношению длительности периода  $T$  импульсной последовательности к длительности импульса ( $\tau_n$ ), называют *скважностью* периодической последовательности. Для последовательности рис. 1.23 количество дискретных составляющих спектра (часто называемых «гармониками» сигнала), образующих первый лепесток, равно скважности. Так, по спектру рис. 1.24 легко определяется величина скважности, равная 8, причем амплитуда восьмой гармоники равна нулю.

Важным и часто используемым на практике частным случаем периодической последовательности прямоугольных импульсов является последовательность типа «меандр» (рис. 1.25). Особенностью этого сигнала является тот факт, что его спектр (рис. 1.26) не со-

держит гармонических составляющих с чётными номерами (за исключением постоянной составляющей для униполярных импульсов).

Из вышесказанного вытекает следующий практический вывод: спектр одиночного, непериодического сигнала непрерывен на всей оси частот, в то время как у периодического сигнала он дискретный, линейчатый. К этому следует добавить, что длительность непериодического сигнала и ширина его спектра находятся в обратной пропорциональной зависимости. То есть чем меньше длительность сигнала, тем шире его спектр.

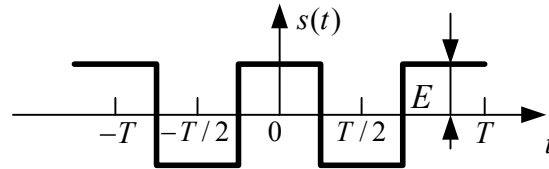


Рис. 1.25. Периодическая последовательность типа «меандр»

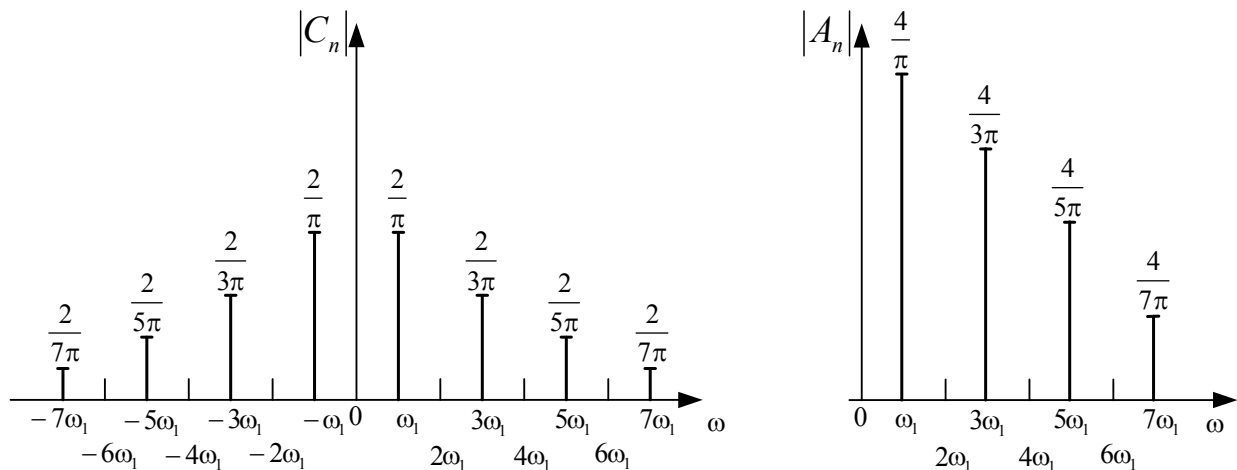


Рис. 1.26. Коэффициенты рядов Фурье для «меандра» рис. 2.3:  
 $a$  — комплексного;  $b$  — тригонометрического

Следующей побудительной причиной для исследования спектров передаваемых сигналов является поиск кода в линии передачи (так называемого линейного кода), который бы оптимальным образом согласовывал особенности сигнала со свойствами линии передачи. В этой связи важно проанализировать спектральный состав реальной, нерегулярной последовательности импульсов, соответствующей реальному информационному сигналу. В цифровом сигнале всегда присутствует периодичность с частотой дискретизации. Поэтому рассматриваемый реальный цифровой сигнал носит название квазипериодического.

Поскольку квазипериодический сигнал может быть представлен в виде суммы (рис. 1.27) периодического и случайного (непериодического) сигналов, то его спектр содержит как непрерывную, так и дискретную составляющие (рис. 1.28). Практически изучение формы спектра рис.1.28 приводит к необходимости в оптимальном случае использовать в цифровых линиях передачи коды, физические сигналы которых содержат дискретную составляющую на тактовой частоте.

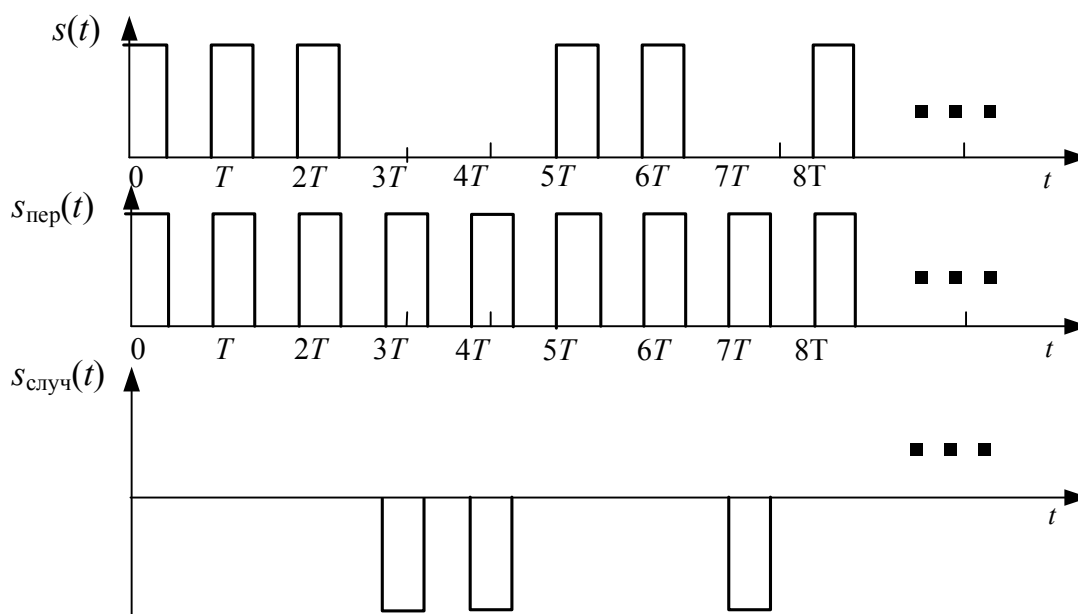


Рис. 1.27. Представление квазипериодического сигнала суммой периодического и непериодического

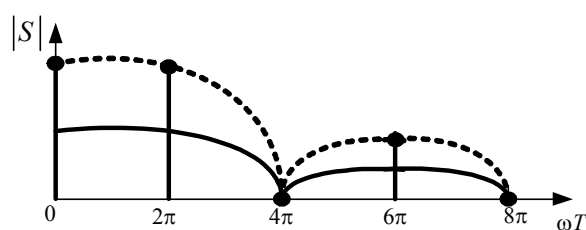


Рис. 1.28. Спектр квазипериодического сигнала

## 1.4. Цифровой сигнал и особенности его получения

Цифровой сигнал может быть получен в результате применения к аналоговому сигналу трех последовательных операций: дискретизации по времени, квантования по уровню и кодирования (рис. 1.29) [7].

Операция **дискретизации** заключается в снятии отсчётов мгновенных значений сигнала через равные промежутки времени, равные периоду дискретизации  $T_d$ . Величина периода дискретизации, как было отмечено ранее, выбирается согласно теореме Котельникова. В стандарте ИКМ (протоколы G.732, G.733) дискретизации подвергается сигнал с шириной спектра, равной полосе пропускания канала ТЧ (от 0,3 до 3,4 кГц). Применение теоремы Котельникова даёт величину частоты дискретизации, равную  $f_d \geq 6,8$  кГц. Согласно стандарту принимается величина  $f_d = 8$  кГц, что определяет интервал дискретизации  $T_d = 125 \cdot 10^{-6}$  с.

Операции **квантования** по уровню и **кодирования** взаимосвязаны выбором системы кодирования и количеством уровней квантования, определяемым выбранной системой. Так, стандартом ИКМ предусмотрен двоичный код с количеством уровней квантования, равным  $q \geq 2^r$ , где  $r$  — разрядность двоичного кодера, равная количеству бит в «слове» кода. Стандарт

конкретизирует тип двоичного кода как **двоичный симметричный со знаком**. Разрядность кодера принята равной 8, что определяет 256 уровней квантования. Отметим, что рис. 1.29 иллюстрирует упрощенный случай кодера третьего порядка с количеством уровней квантования  $q = 2^3 = 8$ . Интервал (шаг) квантования выбран равномерным, одинаковым для всех уровней.

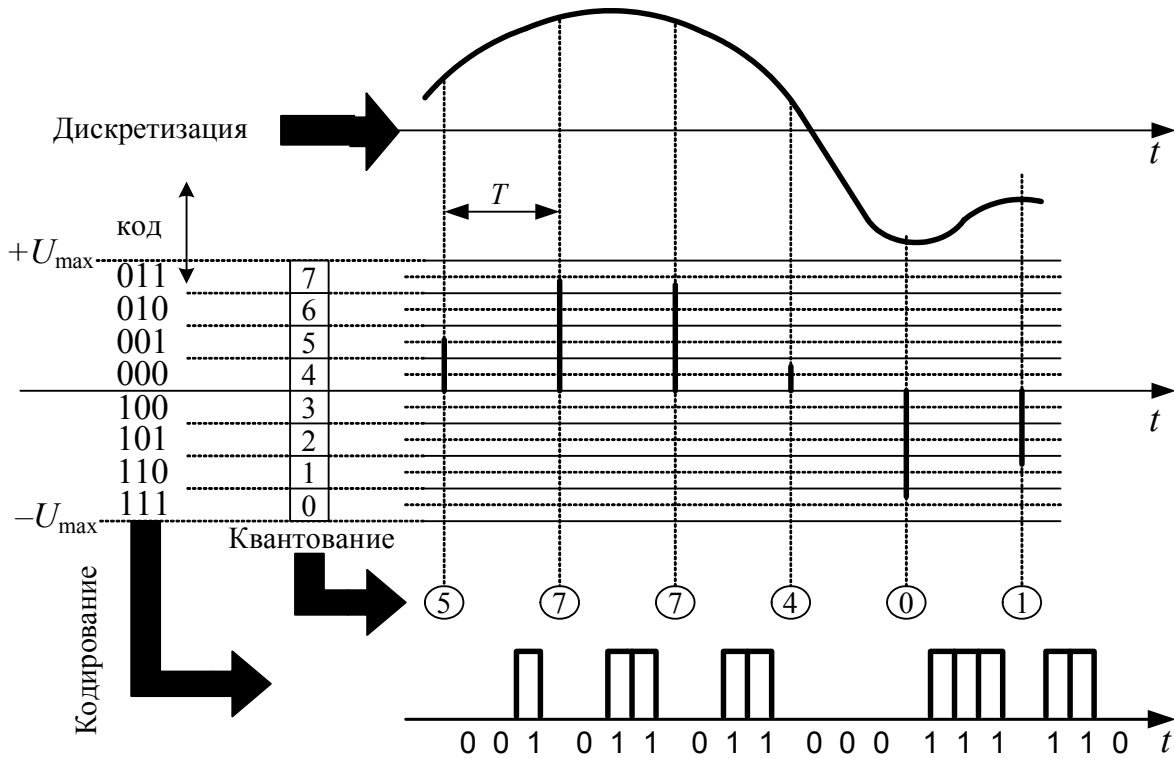


Рис. 1.29. «Оцифровывание» аналогового сигнала

Операция квантования (рис. 1.30) предполагает присваивание определённого уровня квантования, а следовательно, и некоторой кодовой комбинации всему непрерывному интервалу мгновенных значений сигнала на шаге квантования, что влечёт за собой появление ошибки (шумов) квантования (рис. 1.31).

Шумы квантования могут быть представлены либо в непрерывной форме (рис. 1.30), либо в дискретной как разность между отсчётами исходного, первичного сигнала и отсчётами квантованного сигнала.

Что касается спектра дискретизированного сигнала, он представляет собой периодическое повторение спектра исходного аналогового сигнала [8] (рис. 1.32). На рис. 1.32,а показан спектр исходного аналогового непериодического сигнала. Спектр этого же сигнала после дискретизации по времени представлен на графиках рис. 1.32,б. Спектр сигнала, образованного периодическим повторением дискретизированного сигнала, приведён на рис. 1.32,в.

Вывод из данного анализа однозначен — ширина спектра дискретизированного сигнала, а следовательно и цифрового, значительно превышает ширину спектра исходного аналогового сигнала, подвергнутого оцифровыванию. Поэтому передача цифрового сигнала по

линии связи предъявляет повышенные требования к широкополосности этой линии по сравнению с передачей аналогового сигнала. В чём же в таком случае состоят **преимущества цифровых систем** передачи по сравнению с аналоговыми?

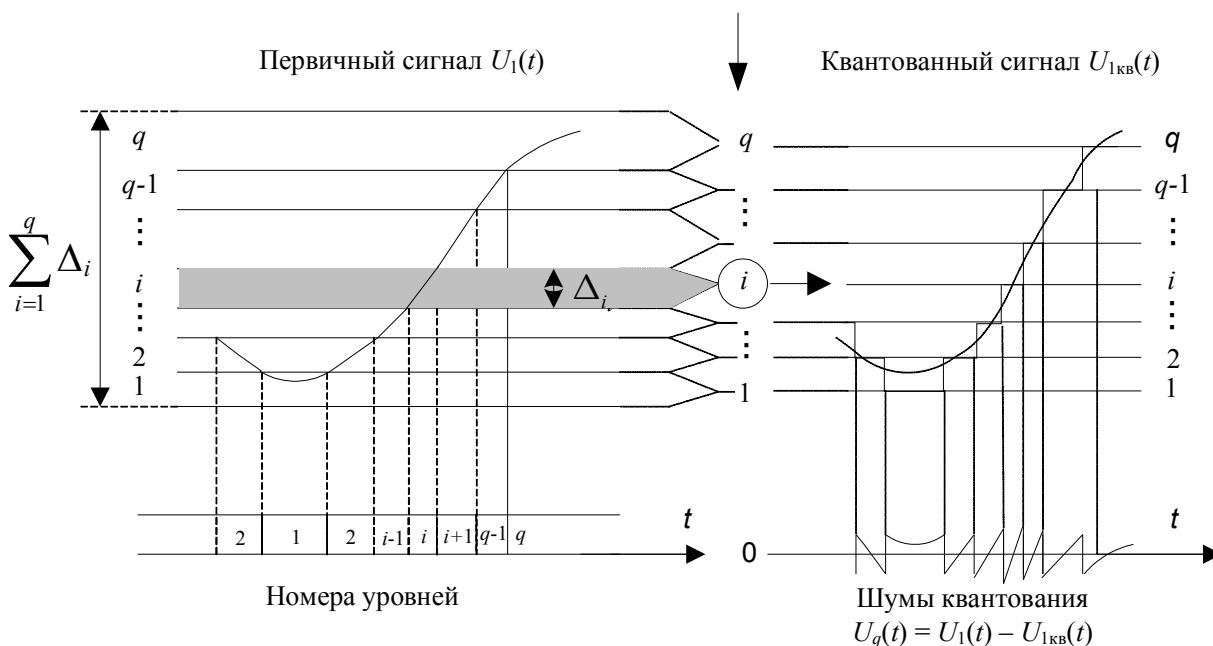


Рис. 1.30. Процесс квантования [7, с. 204]

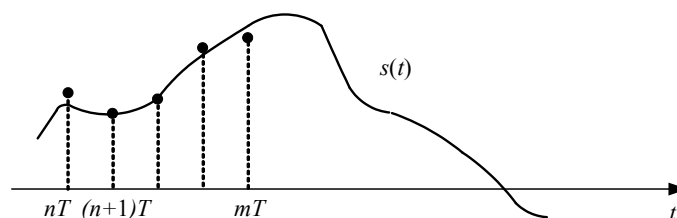


Рис. 1.31. Природа шумов квантования

Основное преимущество состоит в том, что шумы в ЦСП не накапливаются вслед за увеличением длины линии передачи, как это фатально проявляется в АСП, когда по достижении линией определённой длины отношение мощности полезного сигнала к мощности шума становится настолько неудовлетворительным, что дальнейшее увеличение длины линии невозможно без полного преприёма сигнала. В ЦСП указанный недостаток устраняется с помощью регенераторов, эквидистантно размещённых вдоль линии. Регенераторы полностью восстанавливают исходную форму цифрового сигнала, устраняя шумы и помехи. Таким образом, качество передачи сигналов в ЦСП слабо зависит от длины линии связи при сохранении высокой помехоустойчивости.

Среди других достоинств ЦСП следует отметить высокие технико-экономические показатели, достигаемые за счёт унификации оборудования ЦСП, а также стабильность параметров, эффективность использования пропускной способности канала, возможность построения полностью цифровой сети, наряду с ЦСП, использующей цифровые системы коммутации.

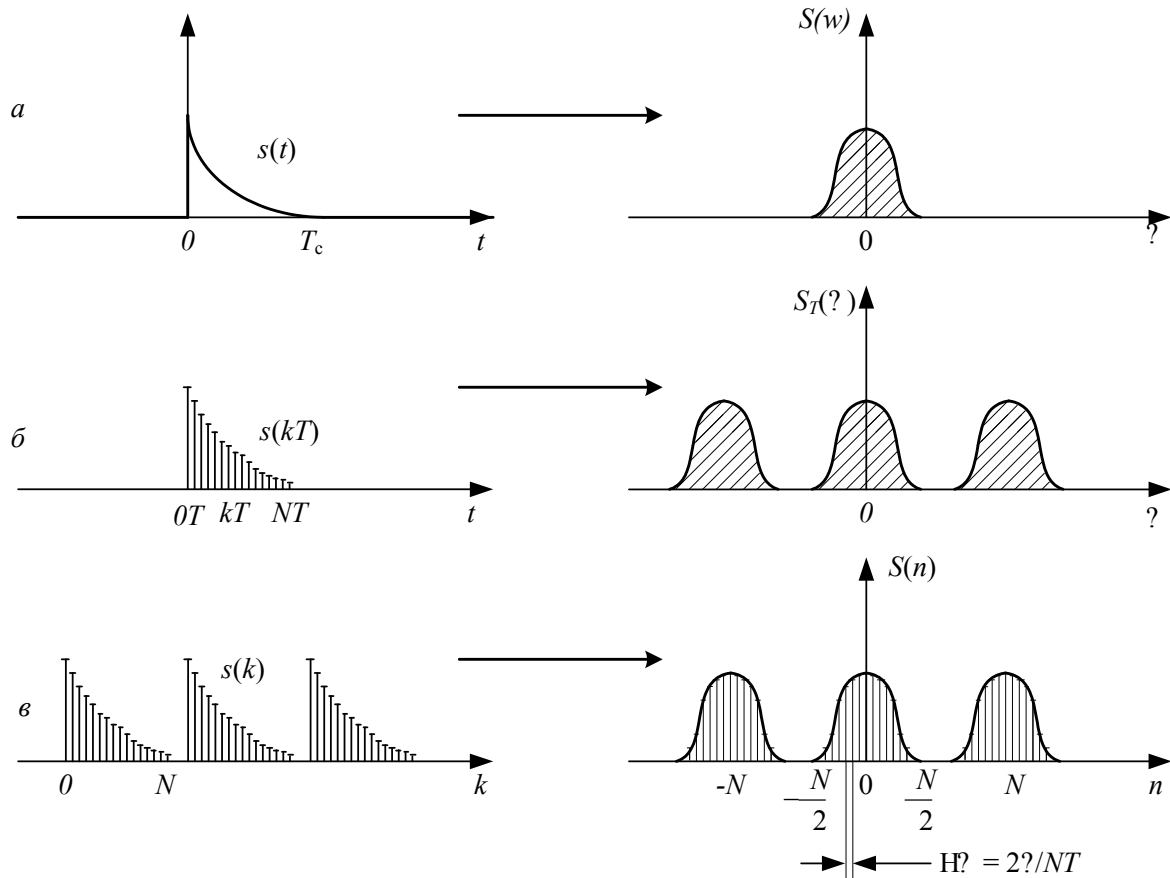


Рис. 1.32 Дискретизация сигнала по времени и по спектру [8, с. 358]:  
 $a$  — исходный аналоговый сигнал;  $b$  — дискретизированный исходный сигнал;  
 $c$  — периодический дискретизированный сигнал

## 1.5. Кодеки ИКМ

Под термином «кодек» понимают комбинацию кодера и декодера, соответственно осуществляющих операции аналого-цифрового преобразования (АЦП) и цифроаналогового преобразования (ЦАП).

Способ снятия характеристики преобразования аналогового сигнала квантующего устройства от АЦП на входе до его восстановления на выходе ЦАП, а также форма графика полученной при этом ошибки квантования показаны на рис. 1.33 [8]. Рис. 1.34 демонстрирует пример характеристики преобразования при равномерном квантовании кодером третьего порядка, рассмотренным выше (см. рис. 1.29).

Пример преобразования гармонического сигнала в схеме рис. 1.33 приведён на рис. 1.35. Здесь же показан график шума квантования.

Анализ показывает, что шум квантования подчиняется равномерному закону распределения вероятностей, а его мощность, вне зависимости от того, непрерывен он или дискретен, можно подсчитать по формуле  $P_{ш.к}(f) = \Delta^2/12$ , где  $\Delta$  — величина шага квантования.

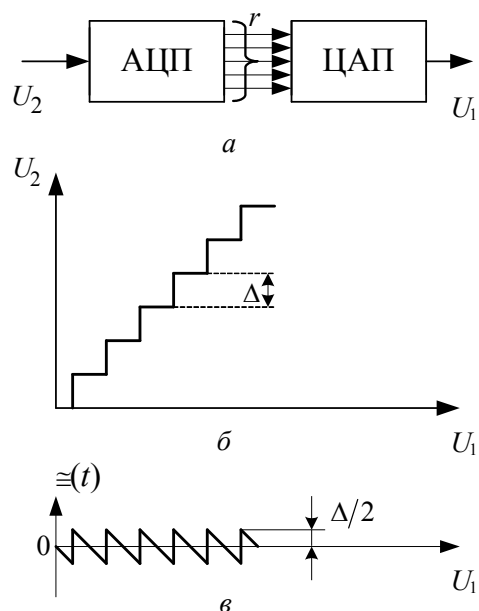


Рис. 1.33. Преобразование АЦП – ЦАП:  
*a* — структурная схема преобразования; *б* — характеристика преобразования в схеме (снята при подаче на вход напряжения  $U_1$  от источника постоянного напряжения);  
*в* — форма графика ошибки квантования

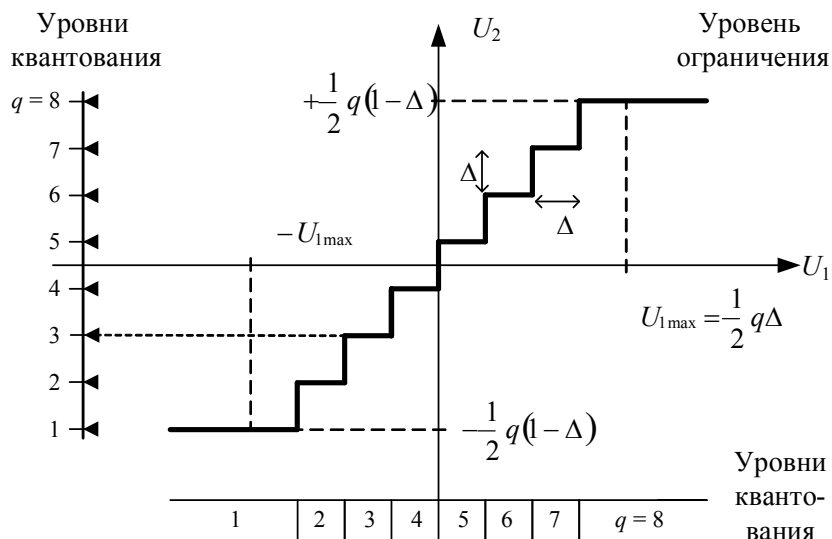


Рис. 1.34. Пример характеристики преобразования при равномерном квантовании кодером третьего порядка

На практике весьма важной характеристикой системы служит величина отношения мощности передаваемого сигнала к мощности шума (или помех). Часто данную величину упрощенно называют отношением сигнала к шуму. Найдем величину отношения мощности сигнала к мощности шумов квантования.



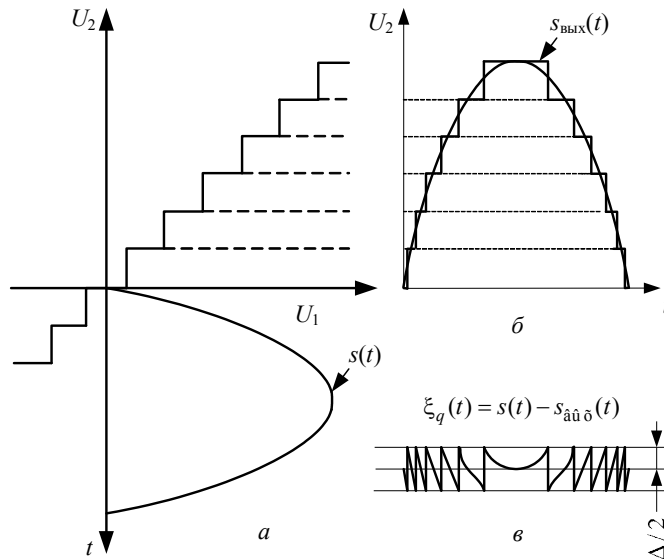


Рис. 1.35. Пример преобразования гармонического колебания в схеме квантующего устройства рис. 1.33:  
*a* — входной сигнал; *б* — выходной сигнал; *в* — ошибка квантования

### Расчет отношения мощности сигнала к мощности шумов квантования

Для упрощения все расчеты мощности, как это принято в спектральном анализе, проводятся в предположении, что эти мощности выделяются на резисторе с величиной сопротивления 1 Ом:

- $P_s(t) = (U_1(t))^2$  — мгновенная мощность сигнала;
- $P_{s\text{ ср}}(t) = (U_1(t)/K_{п.ф})^2$  — средняя мощность сигнала;
- $P_{ш.к}(t) = \Delta^2/12$  — средняя мощность шумов квантования.

Подстановка полученных выражений для соответствующих мощностей в формулу для искомой величины отношения  $P_{s\text{ ср}}(t)/P_{ш.к}(t)$  даёт результат.:

$$\bullet \xi_q(t) = \frac{P_{s\text{ ср}}(t)}{P_{ш.к}(t)} = 12 \left( \frac{U_1}{\Delta \cdot K_{п.ф}} \right)^2 \quad (1)$$

где  $\Delta = \frac{2 \cdot U_{огр}}{q}$  — величина шага квантования;  $U_{огр}$  — величина напряжения ограничения кодера (рис. 1.34);  $q = 2^r$  — число уровней квантования;  $r$  — разрядность кодера.

При выводе формулы (1) предполагался равномерный (одинаковый для всех уровней) шаг квантования.

Для **гармонического** сигнала при **равномерном** квантовании выражение (1) преобразу-

ется к форме  $\xi_q(t) = \frac{P_{s\text{ ср}}(t)}{P_{ш.к}(t)} = \frac{3}{2} \cdot q^2 \cdot x^2$ , где  $x = \frac{U_1}{U_{огр}}$ .

Представляя полученный для отношения сигнала к шуму квантования (ОСШК) результат в размерности децибелов, получим для среднего и амплитудного значений мощности гармонического сигнала:

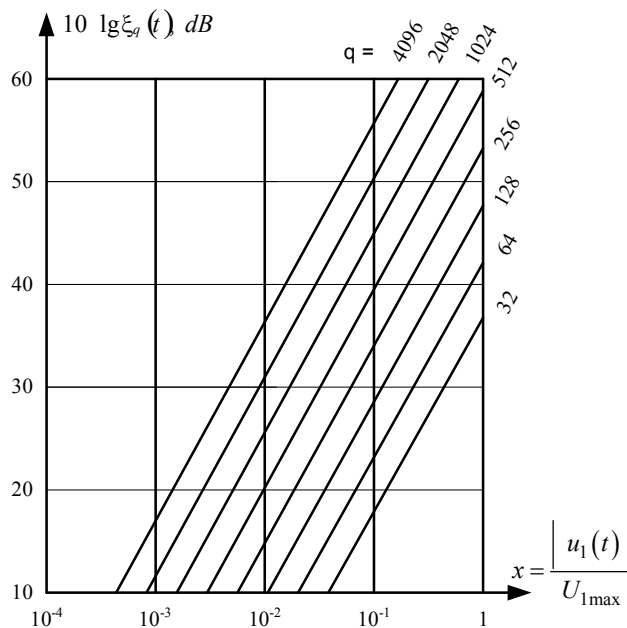
$$\hat{\Gamma} \hat{\mathcal{N}} \hat{E}_{\hat{\mathcal{N}}} = 10 \lg \frac{P_{s \hat{\mathcal{N}}}(t)}{P_{\hat{\theta} \hat{e}}(t)} = 1,76 + 6,02r + 20 \lg(x); \quad (2)$$

$$\text{ОСШК}_{\text{ампл}} = 10 \lg \frac{P_s(t)}{P_{\text{ш.к}}(t)} = 4,76 + 6,02r + 20 \lg(x). \quad (3)$$

Полученные соотношения наглядны и удобны на практике. Как и следовало ожидать, величины ОСШК, подсчитанные по формулам (2) и (3), различаются на 3 дБ. Вторые слагаемые формул показывают, что увеличение разрядности кодера на единицу влечёт увеличение величины ОСШК на 6,02 дБ (т.е. ровно в 4 раза). Третьи слагаемые позволяют определить **динамический диапазон кодера**  $DD = 20 \lg(x_{\max}/x_{\min})$ . Поскольку  $x_{\max} = 1$ , то  $DD = -20 \lg(x_{\min})$ .

В практике цифровых телефонных сетей качество передачи сигналов считается приемлемым, если ОСШК не менее 35 дБ при  $DD = 40$  дБ. С учётом данных величин равенство (3) для  $x_{\min}$  выполнимо лишь при разрядности кодера  $r = 12$ .

Графики зависимости значения ОСШК равномерного кодера от величины амплитуды входного гармонического сигнала, построенные с использованием формулы (3) для кодеров с разрядностью от 5 до 12, приведены на рис. 1.36 [7]. Отчётливо видна прямая пропорциональная зависимость величины ОСШК от амплитуды входного сигнала, что является серьёзным недостатком кодеров равномерного типа, поскольку кодовое пространство сигналов используется в нём неэффективно ввиду избыточного качества для сигналов с большой амплитудой, вероятность появления которых очень мала. В идеальном случае было бы желательно, чтобы величина ОСШК была постоянна во всём диапазоне изменения входного сигнала.



1.36. Графики зависимости значения ОСШК равномерного кодера от величины амплитуды входного гармонического сигнала

## 1.6. Компандирование

Попытка обеспечения постоянства величины ОСШК во всём динамическом диапазоне входных амплитуд привела к идее неравномерного кодирования — компандированию (сжатию) этих сигналов. Структурная схема одного из вариантов реализации данной идеи показана на рис. 1.37 [9].

В такой схеме компандированию подвергается аналоговый входной сигнал, который подвергается затем аналого-цифровому преобразованию линейным кодером ИКМ. На приёмной стороне осуществляются обратные операции.

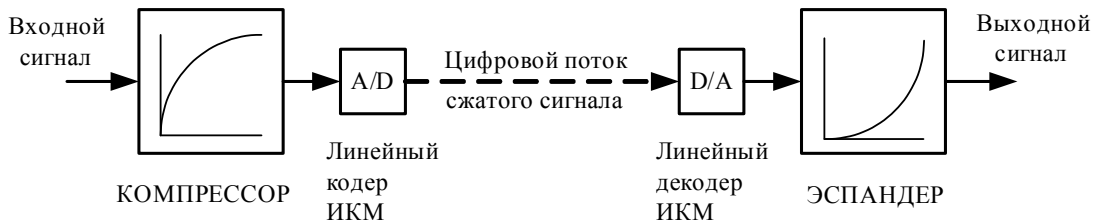


Рис. 1.37. Схема компандерной системы с компрессором и эспандером

Анализ показывает, что идеальной формой характеристики преобразования является логарифмическая характеристика (рис. 1.38). К сожалению, компрессор с такой характеристикой преобразования физически нереализуем, поскольку при отсутствии сигнала на его входе такая характеристика требует обеспечить выходной сигнал бесконечной величины.

Указанное обстоятельство заставляет прибегнуть к компромиссу: некоторый участок характеристики преобразования, примыкающий к началу координат, принимается линейным, а оставшийся — логарифмическим.

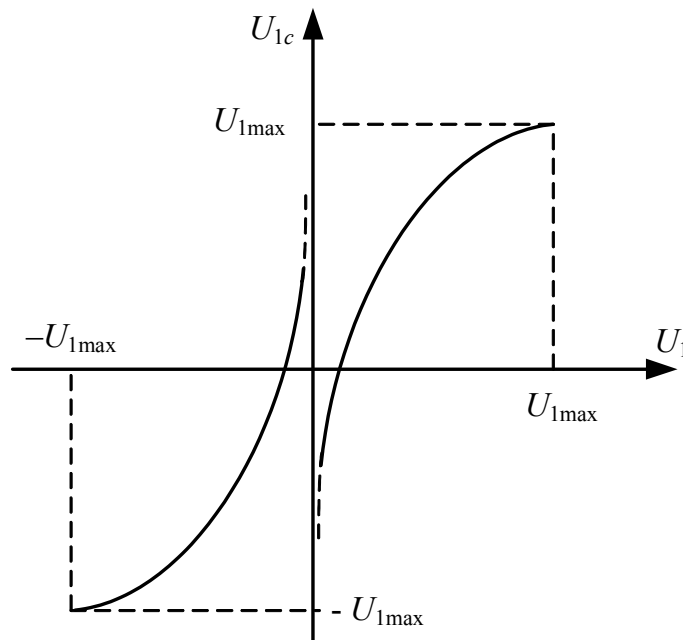


Рис. 1.38. Идеальная форма характеристики преобразования компрессора

Компромиссные решения были одобрены МККТТ (ныне МСЭ-Т) в виде двух версий: европейской (**закон А**) и американской (**закон μ**). Аналитические зависимости соответствующих характеристик приведены в табл. 1.1. Здесь под величиной **y** следует понимать компрессированную величину  $U_{1c}$ , нормированную относительно порогового значения  $U_{орп}$ .

Таблица 1.1

Характеристики компрессирования в законах А и μ

Закон А, предложен СЕРТ, утверждён МККТТ, рекомендация G.711	Закон μ, предложен ANSI, утверждён МККТТ, рекомендация G.711
$y = \begin{cases} \frac{A \cdot x}{1 + \ln A}, \dots x \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A}, \dots \frac{1}{A} \leq x \leq 1 \end{cases}$	$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)}$

Характеристика компрессирования для закона А и зависимость ОСШК от величины входного сигнала для **восьмиразрядного кодера типа А** показаны на рис. 1.39 [7]. Отчётливо видно, что характеристика компрессирования в области значений входного сигнала от  $x = 0$  до  $x = 1/A = 1/87,6 = 0,01141$  (т.е. в пределах 1,14 % диапазона входных амплитуд) линейна, кодер равномерный с пропорциональным увеличением величины ОСШК до 38 дБ. Во всём оставшемся диапазоне входных амплитуд величина ОСШК постоянна и равна 38 дБ. Исследования **восьмиразрядного кодера типа μ**, проведённые по аналогичной методике, показывают достаточно хорошее совпадение результатов по величинам ОСШК для обоих типов кодеров (рис. 1.40). В то же время следует отметить некоторое относительное преимущество кодеров типа μ.

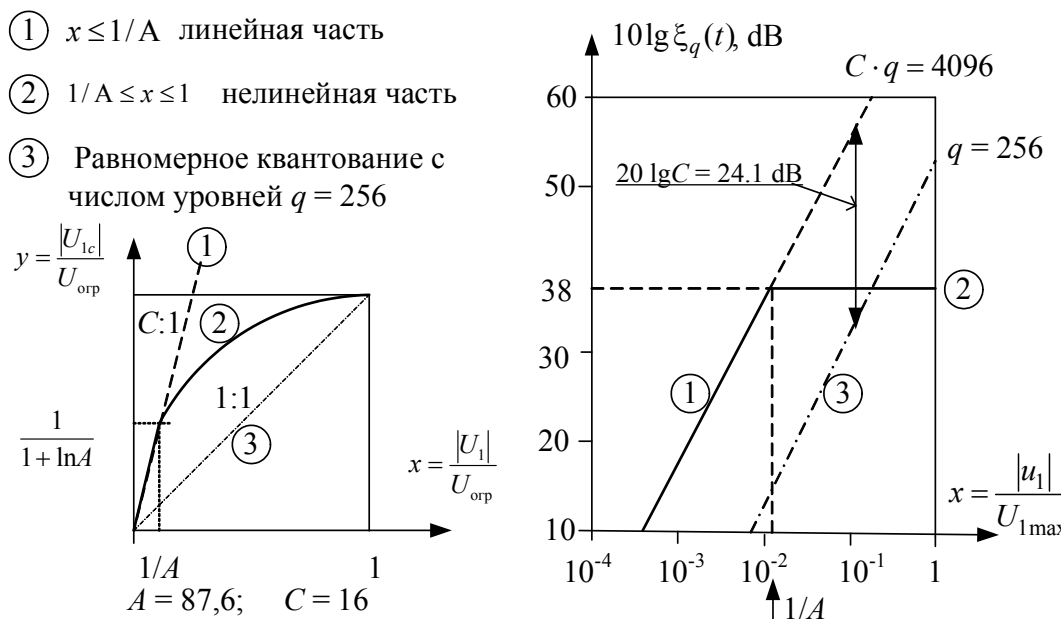


Рис. 1.39. Зависимость величины ОСШК для закона А

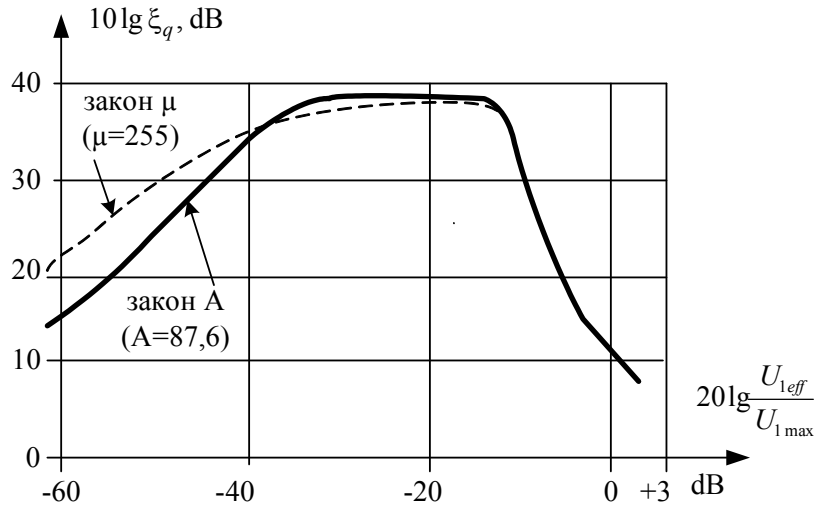


Рис. 1.40. Графики зависимости ОСШК ( $10 \lg \xi_q$ ) от величины входного сигнала для законов А и  $\mu$

Рассмотренный выше (см. рис. 1.37) метод компандирования предполагает предварительное компрессирование аналогового сигнала перед восьмиразрядным равномерным кодером (рис. 1.41, а).

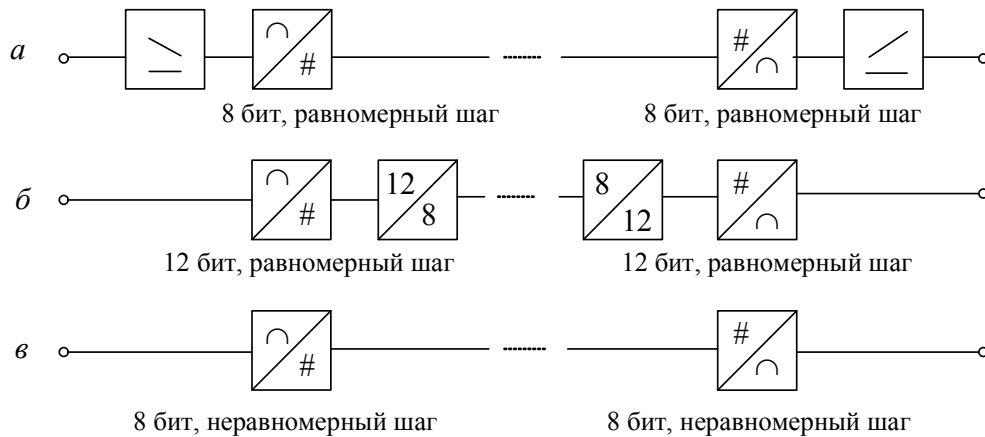


Рис. 1.41. Методы квантования и кодирования с компандированием: а — с аналоговым компандированием; б — с преобразованием кода; в — комбинированный метод с цифровым компандированием

Возможны и другие методы. Рис. 1.41,б иллюстрирует структурную схему 12-разрядного кодера с последующим преобразованием 12-разрядного кода в 8-разрядный. Данный метод уже не требует наличия в схеме аналогового компрессора, что значительно упрощает его реализацию.

Возможна также реализация неравномерного кодирования на основе единственного блока, одновременно сочетающего в себе компрессор и 8-разрядный АЦП (рис. 1.41,в). Данный метод чисто цифровой, без использования аналоговых компрессоров.

Рассмотрим этот последний, наиболее высокотехнологичный метод более подробно на примере кодера типа А, широко применяемого на российских сетях. Для осуществления

метода характеристика компрессирования, принятая в законе А, аппроксимируется отрезками прямых линий, т.е. нелинейный кодер аппроксимируется комбинацией линейных кодеров.

По оси ординат характеристики компрессирования (рис. 1.42) измеряется выходной, компрессированный сигнал с максимальной величиной, равной  $y_{\max} = 1$  в относительных единицах или 256 в условных единицах, что соответствует  $128\delta_0$ . Ось ординат делится на 8 сегментов с равномерным шагом величиной  $16\delta_0$ . Сегменты пронумерованы от 0 до 7. По оси абсцисс откладываются величины входного сигнала  $x$  (максимальная величина  $x_{\max} = 1$  или 4096 условных единиц, что соответствует  $2048\delta_0$ ). Ось абсцисс также делится на 8 сегментов, но с переменным шагом: от  $16\delta_0$  для сегмента № 0 до  $1024\delta_0$  для сегмента № 7. На рис. 1.42 показана только область положительных значений аргумента  $x$  в первом квадранте прямолинейной системы координат. Область отрицательных значений строится по аналогии с положительной и располагается в третьем квадранте.

Таким образом, общее количество сегментов равно 16. Однако при указанном построении 4 сегмента, симметрично примыкающие к началу координат, располагаются на одной прямой линии. Таким образом, реально характеристика имеет 13 сегментов и носит название характеристики компрессирования типа А = 87,6/13. Абсцисса и ордината каждого сегмента равномерно делятся на 16 уровней.

Выходной сигнал представлен в виде цифрового «слова» длиной в один байт (8 бит). Формат слова имеет вид PXYZABCD, где P — полярность сигнала (P=0 для положительного сигнала и 1 для отрицательного); XYZ — номер сегмента; ABCD — номер уровня в сегменте. Значения всех перечисленных величин для каждого сегмента показаны на рис. 1.42.

Приведём конкретный числовой пример. Пусть на вход кодера типа А с величиной порогового напряжения, равной  $U_{\text{огр}} = 10$  В, поступает сигнал величиной  $(-4,8$  В). Бит P принимает значение 1. Легко видеть, что входной сигнал может быть представлен как  $983,04\delta_0$ . Согласно рис. 1.42 данная величина находится внутри сегмента № 6. Следовательно, биты XYZ равны соответственно 110. Поскольку сегмент начинается с  $x = 512\delta_0$  и заканчивается в  $x = 1024\delta_0$ , шаг по оси абсцисс для шестого сегмента  $D_6$  равен  $32\delta_0$ . Нетрудно подсчитать порядковый номер уровня в шестом сегменте, которому соответствует входной сигнал  $(983,04 - 512)/32 = 14,72$ . В результате заданный сигнал расположен в 15-м уровне сегмента № 6, отсчитанном от начала этого сегмента. Поскольку первый по порядку уровень имеет номер 0, то 15-й порядковый уровень будет пронумерован как № 14, или 1110. Таким образом, биты ABCD равны соответственно 1110. Общий результат запишется в виде PXYZABCD = 11101110.

В рамках приведённого примера продемонстрируем применение метода, обозначенного на рис. 1.41 под номером б. Способ преобразования 12-разрядных кодовых комбинаций линейного кода в 8-разрядные комбинации нелинейного кода показан в табл. 1.2 [9, с. 504].

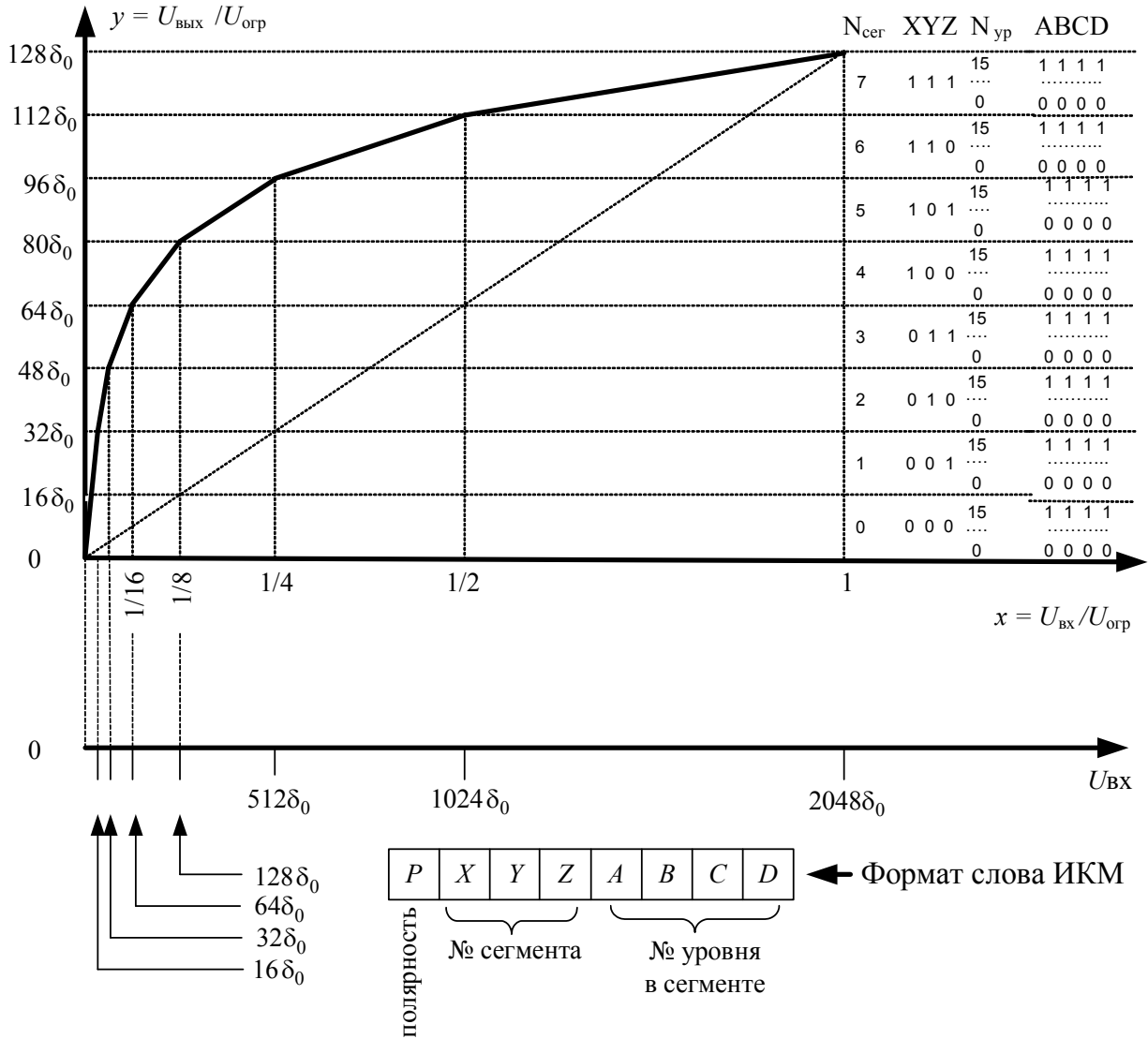


Рис. 1.42. Характеристика компандирования кодера типа А

Таблица 1.2

Кодирование при компрессировании по закону А

Номер сегмента	Код	
	12-разрядный линейный	8-разрядный нелинейный
0	P 0 0 0 0 0 0 0 A B C D	P 0 0 0 A B C D
1	P 0 0 0 0 0 0 1 A B C D	P 0 0 1 A B C D
2	P 0 0 0 0 0 1 A B C D x	P 0 1 0 A B C D
3	P 0 0 0 0 1 A B C D x x	P 0 1 1 A B C D
4	P 0 0 0 1 A B C D x x x	P 1 0 0 A B C D
5	P 0 0 1 A B C D x x x x	P 1 0 1 A B C D
6	P 0 1 A B C D x x x x x	P 1 1 0 A B C D
7	P 1 A B C D x x x x x x	P 1 1 1 A B C D

Согласно табл. 1.2 каждая известная 12-разрядная комбинация, соответствующая определённому сегменту, преобразуется в 8-разрядную комбинацию, соответствующую этому же уровню. Так, число 983, соответствующее входному сигналу, может быть представлено десятиразрядной двоичной комбинацией 1111010111. Дополняя её до 12 разрядов, получим P01111010111, где бит P — полярность сигнала. Подсчитаем число нулей между битом P и первой единицей. В данном случае это число равно единице. Вычисляя разницу между цифрой 7 и полученным числом нулей, находим номер сегмента (№ 6). По табл. 1.2 для шестого сегмента находим 8-разрядную комбинацию P110ABCD. Согласно обозначениям, принятым в табл. 1.2, во входной комбинации P01111010111 комбинация ABCD начинается с 4-го бита и равна 1110. Следовательно, результат тождествен предыдущему: PXYZABCD = 11101110.

На приеме восстановление АИМ сигнала осуществляется с помощью обратной процедуры. В процессе нелинейного декодирования, т.е. формирования АИМ отсчета с определенной амплитудой  $U_{\text{АИМ}}$ , по структуре кодовой комбинации (PXYZABCD) определяются знак отсчета и номер сегмента, после чего находится значение  $U_{\text{АИМ}}$  (с учетом того, что к декодированному сигналу с целью уменьшения ошибки квантования добавляется напряжение, равное половине шага квантования в данном сегменте):

$$U_{\text{АИМ}} = \begin{cases} U_{\text{эти}} + A \cdot 8 \cdot \Delta_i + B \cdot 4 \cdot \Delta_i + C \cdot 2 \cdot \Delta_i + D \cdot \Delta_i + 0,5 \cdot \Delta_i, & \text{при } P = 0, \\ -(U_{\text{эти}} + A \cdot 8 \cdot \Delta_i + B \cdot 4 \cdot \Delta_i + C \cdot 2 \cdot \Delta_i + D \cdot \Delta_i + 0,5 \cdot \Delta_i), & \text{при } P = 1, \end{cases}$$

где  $U_{\text{эти}}$  — эталонное напряжение, соответствующее нижней границе  $i$ -го сегмента;  $\Delta_i$  — шаг квантования в  $i$ -м сегменте в вольтах.

В рассматриваемом примере  $\Delta_6 = 2,5/16 = 0,15625$  В.

$U_{\text{АИМ}} = -(2,5 + 8 \cdot 0,15625 + 4 \cdot 0,15625 + 2 \cdot 0,15625 + 0 + 0,5 \cdot 0,15625) = 4,765625$  В.

Абсолютная ошибка квантования  $4,765625 - 4,8 = -0,034375$  В. Относительная ошибка 0,7161 %.

Расчёт величины **ОСШК** рассматриваемого кодера типа А87,6/13 с цифровым компрессированием показывает, что для детерминированных сигналов график зависимости этого параметра от величины входного сигнала представляет собой ломаную линию (рис. 1.43) с 13 сегментами. Такой характер зависимости полностью соответствует 13-сегментной характеристике компрессирования.

Следует отметить, что в случае оцифровывания случайного сигнала ломаный характер данной характеристики исчезает вследствие её усреднения.

Так, на рис 1.43 [7, с. 223] штрих-пунктирной линией отмечена зависимость  $\text{ОСШК}_{\text{средн}}$  для телефонного сигнала с экспоненциальной статистикой.

В заключение темы проведём сравнение кодеров типа А87,6/13 и  $\mu$ 255/15.

1. Рабочая точка квантователя кодеров типа А87,6/13 устанавливается на границе шагов квантования, что приводит к наличию двух нулевых шагов квантования — положительному и отрицательному. Поэтому при отсутствии входного сигнала выходной сигнал имеет неопределённую величину. Кодеры типа  $\mu$ 255/15 свободны от этого недостатка (рабочая точка их квантователей устанавливается внутри нулевого шага).



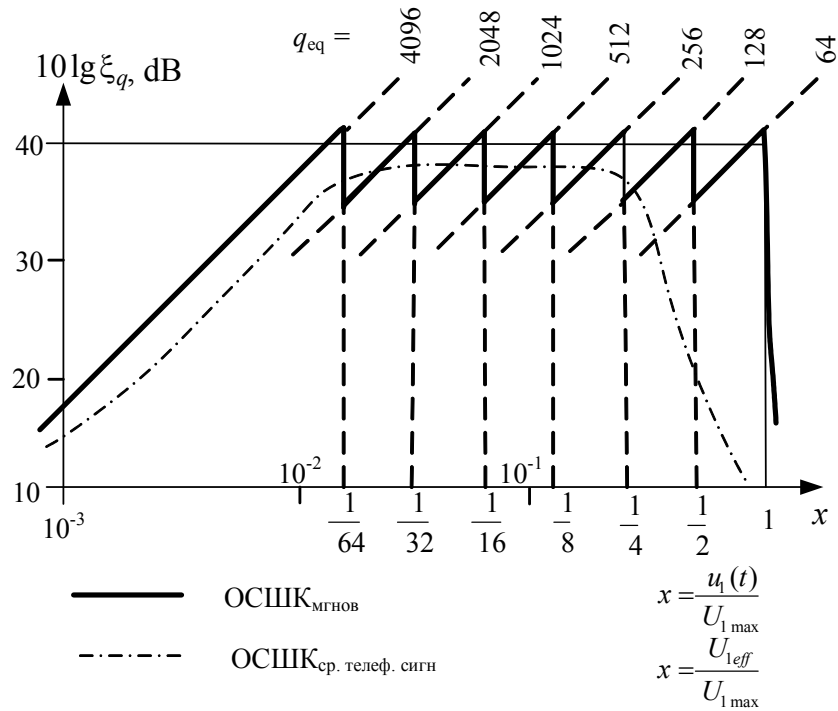


Рис. 1.43. ОСШК при цифровом компандировании по закону А 87,6/13

2. Динамический диапазон кодеров типа  $\mu 255/15$  на 6,26 дБ больше динамического диапазона кодеров типа А87,6/13 на 6,26 дБ.

3. Кодеры типа А87,6/13 используют код двоичный симметричный со знаком и инверсией разрядов чётного ранга, а кодеры  $\mu 255/15$  — код двоичный симметричный со знаком и инверсией всех разрядов за исключением знакового.

## 2. ПЛЕЗИОХРОННАЯ ЦИФРОВАЯ ИЕРАРХИЯ (ПЦИ)

### 2.1. Стандарты PDH (Plesiochronous Digital Hierarchy)

Приставка «плезио» переводится на русский язык как «почти». Следовательно, ПЦИ имеет смысл «почти синхронной иерархии». Согласно рекомендации G.702 стандартизированы МСЭ-Т три версии: европейская, американская и японская (рис. 2.1) [11].

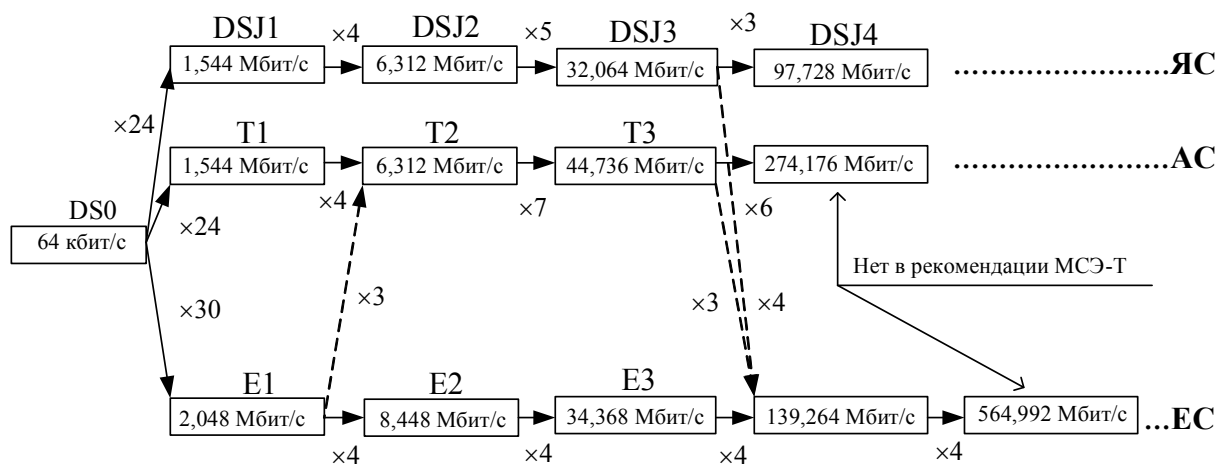


Рис. 2.1. Поток PDH в европейской (ЕС), американской (АС), японской (ЯС) версиях

Непрерывными стрелками на рис. 2.1 показана схема мультиплексирования, а прерывистыми — схема кроссмultipлексирования.

Исходным сигналом для всех трёх версий служит основной цифровой сигнал (ОЦК или DS0), скорость передачи которого равна 64 кбит/с. Стандартизированные потоки европейской версии имеют обозначение E1, E2, E3 и E4. Потоки американской версии носят названия T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> и T<sub>3</sub>. В японской версии стандартизированы 4 потока: DJ1, DJ2, DJ3 и DJ4. Потоки DJ1 и DJ2 идентичны по структуре и скорости потокам T<sub>1</sub> и T<sub>2</sub> соответственно. **Первичные потоки** E1, T<sub>1</sub> и DJ1 различных версий образуются с помощью **побайтного мультиплексирования** определённого количества основных цифровых каналов ОЦК: 32 в ЕС, 24 в АС и ЯС. Все потоки высших порядков образуются с помощью **побитного мультиплексирования** определённого количества потоков низшего порядка. Соответствующие коэффициенты мультиплексирования показаны на рис. 2.2.

Функционирование и организация сетевых устройств технологии PDH основаны на использовании стандарта ИКМ. Основные популярные рекомендации МСЭ-Т для ИКМ приведены в табл. 2.1.

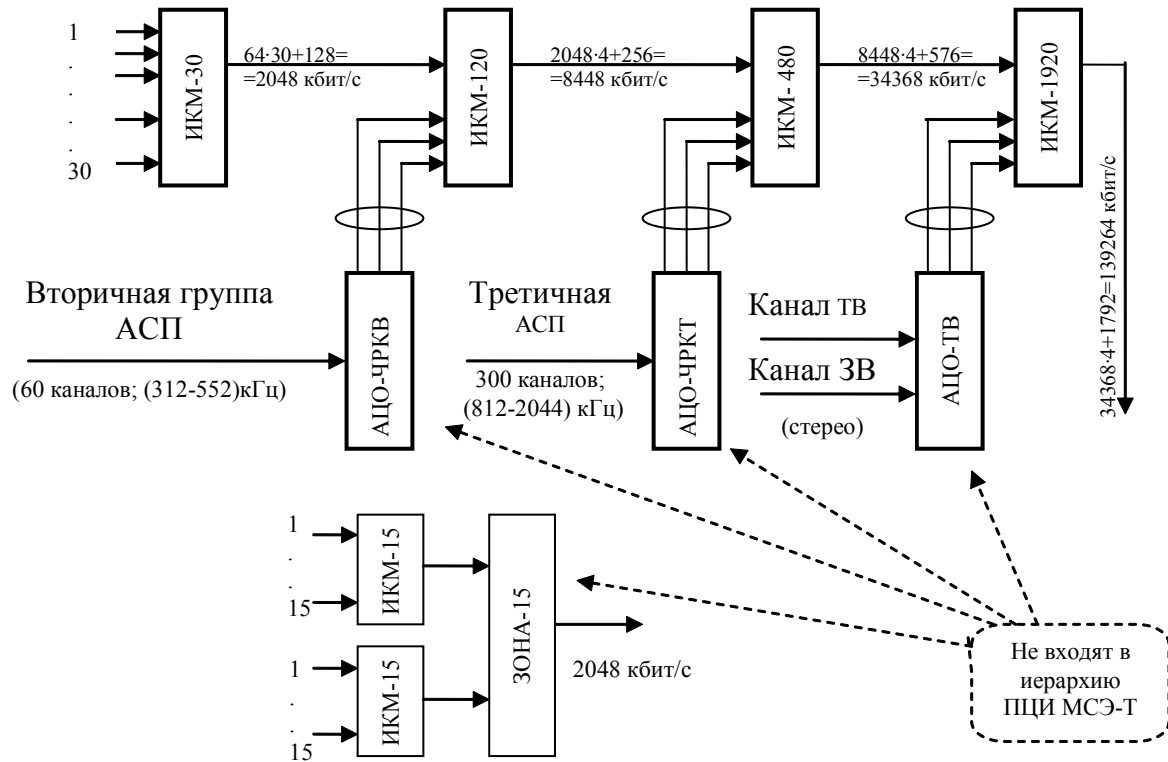


Рис. 2.2. Стандарты ИКМ в России

Таблица 2.1

## Основные популярные рекомендации МСЭ-Т для ИКМ

Рекомендация	Назначение, содержание рекомендации
G.701	Словарь терминов цифровой системы передачи, группообразование и ИКМ. Определения. Терминология
G.702	Цифровая иерархия, способ передачи. Системы передачи, базирующиеся на скоростях 1554 и 2048 кбит/с
G.703	Физико-электрические характеристики на иерархических цифровых стыках. Стыки на скоростях от 64кбит/с до 139 Мбит/с
G.704	Функциональные характеристики стыков, связанных с узлами цепей. Структуры циклов
G.705	Характеристики, необходимые для подключения цифровых трактов к цифровой коммутационной станции
G.711	Импульсно-кодовая модуляция сигналов тональной частоты. Законы А и $\mu$
G.732	Общие аспекты ЦСП. Характеристики мультиплексов потока Е1
G.733	Общие аспекты ЦСП. Характеристики мультиплексов потока Т1

Российский стандарт придерживается европейской версии иерархии. Здесь вместо названий «мультиплексоры E1, E2, E3, E4» используются соответственно термины «ИКМ-30, ИКМ-120, ИКМ-480, ИКМ-1920» (см. рис. 2.2).

Технология PDH, несмотря на широкое распространение и эффективность, несвободна от недостатков. Во-первых [11], в её рамках, в силу мультиплексирования побитно, невозможно идентифицировать и вывести потоки низших ступеней из потоков высших ступеней без полного демультиплексирования этого потока и удаления выравнивающих бит (рис. 2.3). Во-вторых, в данной технологии полностью отсутствуют средства маршрутизации.

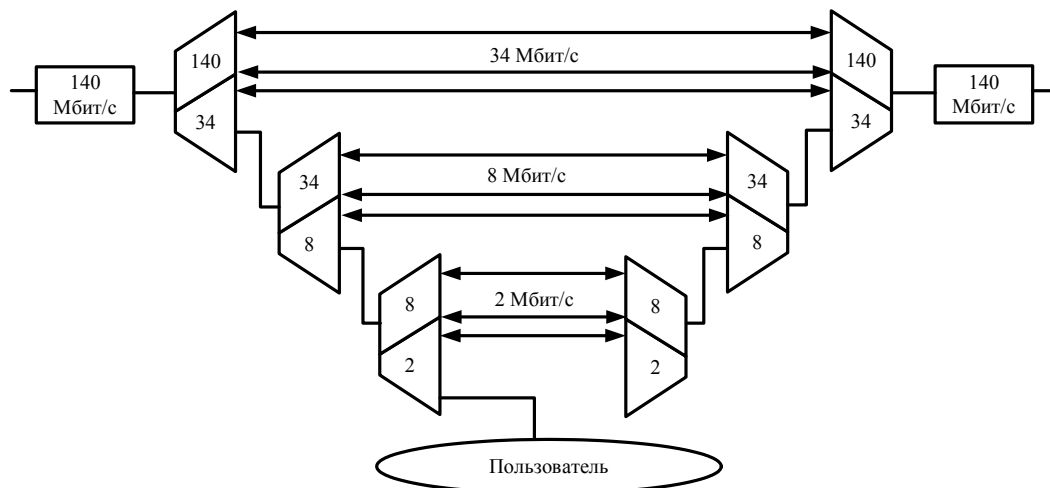
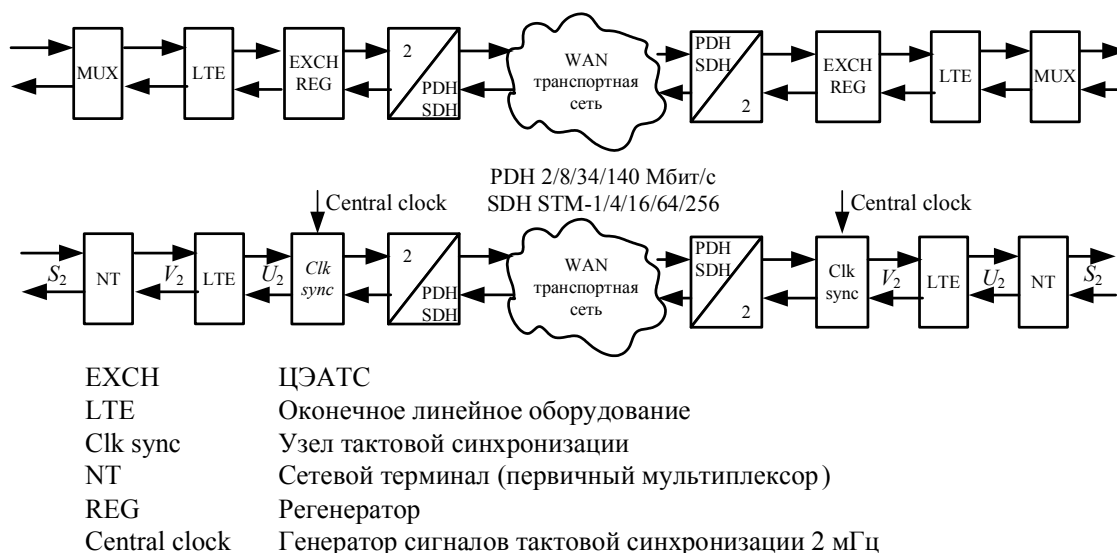


Рис. 2.3. Операция ввода/вывода потока пользователя E<sub>1</sub> в поток E<sub>4</sub>

На рис. 2.4 [12] представлены два наиболее распространённых варианта построения систем передачи ИКМ-30. В верхней части показана стандартная система, включающая в себя мультиплексоры, оконечное оборудование линейного тракта и регенераторы. Такой метод мультиплексирования и передачи сигнала применяется в магистральных сетях. В нижней — первичный мультиплексор, входящий в состав ЦСИС (ISDN).



- |               |   |
|---------------|---|
| EXCH          | ЦЭАТС   |
| LTE           | Оконечное линейное оборудование                 |
| Clk sync      | Узел тактовой синхронизации                     |
| NT            | Сетевой терминал (первичный мультиплексор)      |
| REG           | Регенератор                                     |
| Central clock | Генератор сигналов тактовой синхронизации 2 МГц |

Рис. 2.4. Линия передачи сигнала 2 Мбит/с [12, с. 31]

В случае передачи цифрового сигнала на значительные расстояния в состав системы передачи включаются **регенераторы**. Их функцией является восстановление амплитуды, формы и временных соотношений сигнала, передаваемого по линии с затуханием, лежащим в пределах от 0 до 40 дБ. При построении линии связи на базе медных кабелей электропитание регенераторов организуется дистанционно с оконечного линейного оборудования. Регенераторы должны быть прозрачными для всех передаваемых посылок, включая нули.

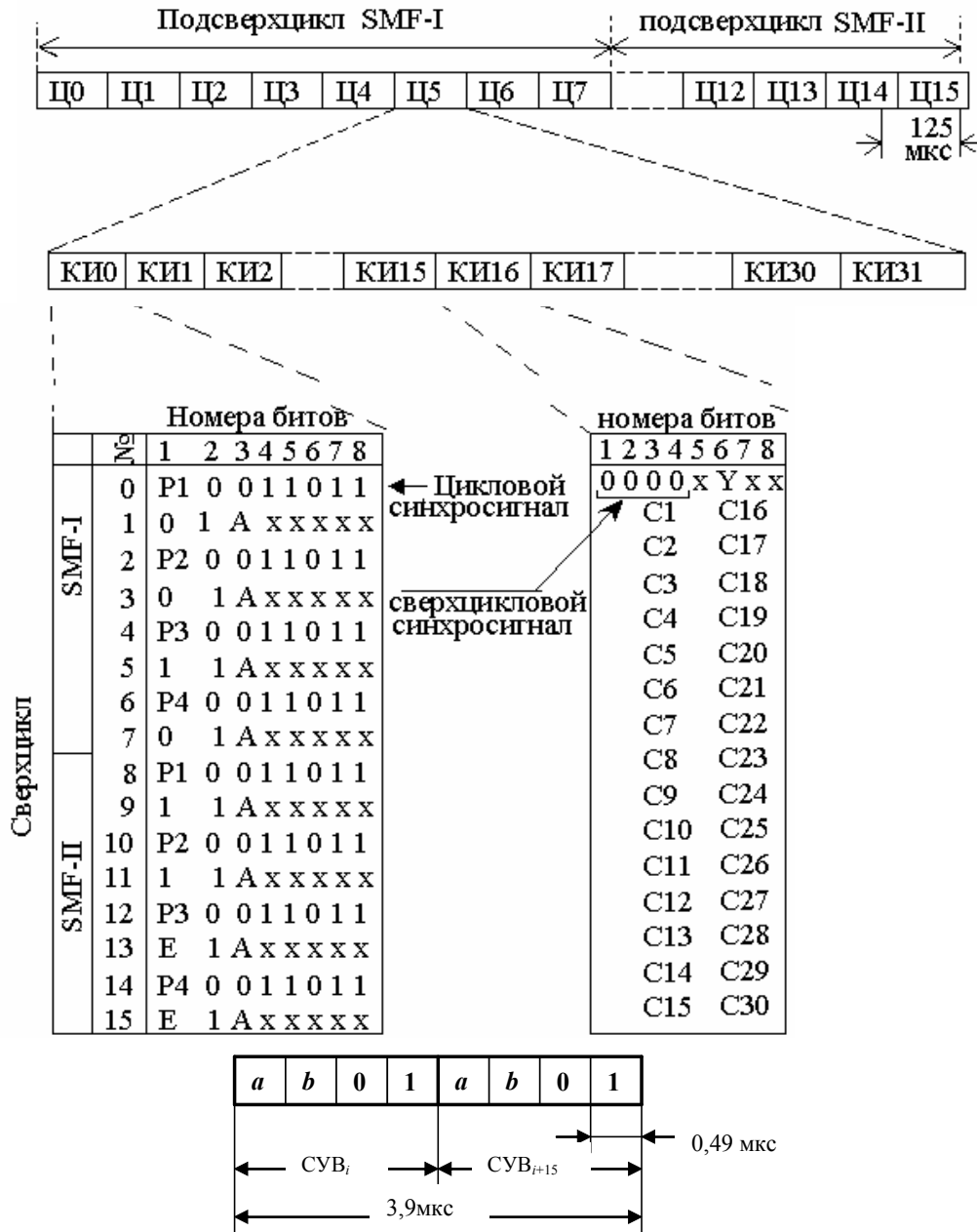
Общие аспекты построения терминального оборудования ЦСП, использующих принципы ИКМ, содержатся в рекомендациях G.732 и G.733 (табл. 2.2).

Таблица 2.2

## Основные характеристики первичного мультиплексорного оборудования ИКМ

Характеристики	Система СЕРТ для E <sub>1</sub> (G.732)	Система ANSI для T <sub>1</sub> (G.733)
Частота дискретизации	$f_d=8$ кГц	
Число уровней квантования	$q=256$	
Разрядность кодера	$r=8$	
Скорость канала	$R=64$ кбит/с	
Закон компрессирования	$A=87,6$	$\mu=255$
Характеристика преобразования	13-сегментная	15-сегментная
Количество временных интервалов	32	24
Количество каналов в цикле	30	24
Количество бит в цикле	$32 \cdot 8=256$	$24 \cdot 8+1=193$
Скорость потока	$256 \cdot 8=2048$ кбит/с	$193 \cdot 8=1544$ кбит/с
Синхронизация	7-разрядные слова в нулевых канальных интервалах циклов с № 0,2,...,14.	Последовательность 101010..., образованная 193-ми битами циклов
Сигнализация	По служебному каналу (КИ № 16) четырёхбитовыми словами, распределёнными на сверхцикл	Процедура «заимствования бита» ( <i>bit stealing</i> ) — использование младших бит каждого информационного слова

Некоторые позиции табл. 2.2 нуждаются в пояснениях. Необходимая информация по структуре потоков PDH содержится в рекомендации **G.704**. Структура сверхцикла потока E<sub>1</sub> показана на рис. 2.5. Сверхцикл содержит 16 циклов длительностью 125 мкс каждый. Цикл



Если бит «b» не используется, b=1

Рис. 2.5. Формат потока E1 (протокол G.704)

составлен из 32 канальных интервалов (КИ), два из которых являются служебными (№ 0 и № 16), а оставшиеся 30 — информационными.

**Нулевой канал** обеспечивает цикловую синхронизацию и обслуживает процедуру **CRC-4** (Cyclic Redundancy Check — циклическую избыточную проверку). Для процедуры CRC-4 отведены первые биты каждого восьмибитового слова в каждом нулевом канальном интервале каждого цикла, входящего в сверхцикл. Оставшиеся 7 бит каждого из указанных слов обслуживают процедуру цикловой синхронизации. Семибитовые слова синхронизации **0011011** записываются в КИ № 0 всех циклов сверхцикла с чётными номерами (0, 2, ..., 14). В рекомендации G.704 эта комбинация называется **FAS** (Frame Alignment Signal). Если процедура CRC-4 не инсталлирована в оборудовании, то в первых битах КИ № 0 всех циклов сверхцикла с чётными номерами (0, 2, ..., 14) выставляются в величину 1. В таком случае цикловой синхросигнал как бы становится восьмибитовым и может восприниматься как 9В в шестнадцатеричном коде.

Синхросигнал процедуры CRC-4 имеет вид 001011 и записывается последовательно в циклы с номерами 1, 3, 5, 7 и 9 сверхцикла (рис. 2.5). Два бита Е, записанные циклы с номерами 13 и 15 предназначены для индикации ошибок процедуры CRC-4. В нормальном режиме  $E = 1$ , а при обнаружении ошибки в подсверхцикле величина Е устанавливается в 0.



Рис. 2.6. Формат нулевых канальных интервалов чётных и нечётных циклов сверхцикла

Служебная информация, записываемая в КИ № 0 всех циклов сверхцикла с нечётными номерами (1, 3, ..., 15), отображена на рис. 2.6. Стандарт ETSI 1995 г. (ETS300233) специфицировал использование функций  $S_A$  битов для поиска неисправностей и проверки мультиплексоров первичного доступа (табл. 2.3). Пример такого мониторинга битов  $S_A$  в обмене между цифровой АТС и РАВХ (Private Automatic Branch Exchange — учрежденческо-производственной АТС) показан на рис. 2.7 [10]. Рассматриваются две ситуации: ошибка на стороне пользователя (рис. 2.7, а) и ошибка на стороне сети (рис. 2.7, б). В первой ситуации АТС работает в нормальном режиме, а во второй предполагается наличие неисправности в цифровом коммутаторе АТС.

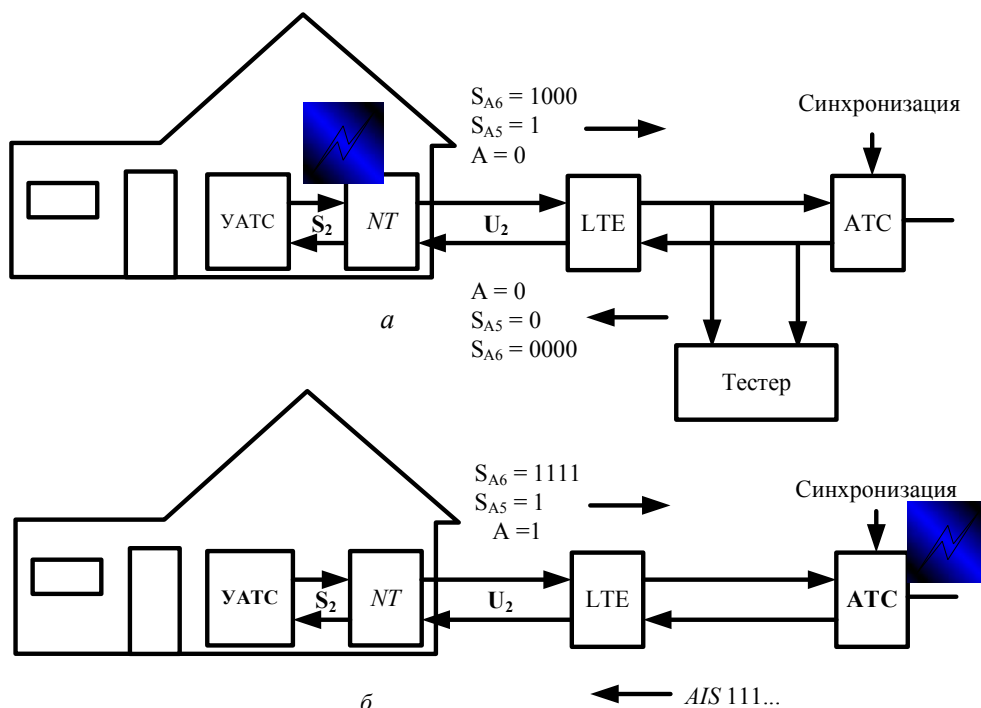


Рис. 2.7. Распознавание ошибок при помощи мониторинга битов  $S_A$ :  
 а — ошибка на стороне пользователя; б — ошибка на стороне сети

В этом случае коммутатор передает AIS (Alarm Indication Signal,  $A=1$ ) — битовую последовательность...1111..., которая обрабатывается следующим образом:

- AIS передается в NT, который сигнализирует о потере цикла миганием светодиодного индикатора;
- NT передает AIS в PBX (УАТС);
- NT посылает битовую последовательность 1111 обратно в коммутатор в бите  $S_{A6}$ .

**16-й канальный интервал** обеспечивает передачу сообщений сигнализации. Каждый канал цикла должен сопровождаться сообщениями сигнализации, выбираемыми из достаточно обширных списков. Естественно, восьми бит 16-го КИ для этой цели недостаточно. Для решения проблемы организован сверхцикл, предоставляющий возможность использования шестнадцати 16-х КИ для целей сигнализации. Восемьбитовые слова 16-х КИ циклов № (1, 2, ..., 15) делятся на два четырехбитовых слова соответственно для  $i$ -го и  $(i+15)$ -го каналов (см. рис. 2.5). Данные комбинации носят название *сигналов управления и взаимодействия (СУВ)*. В комбинациях СУВ могут изменяться согласно диалогу сигнализации либо два первых бита  $a$  и  $b$  (режим 2ВСК — два выделенных сигнальных канала), либо только бит  $a$  (режим 1ВСК). В последнем случае комбинация СУВ имеет вид  $a101$ .



Таблица 2.3

Кодировка битов  $S_A$ 

Направление передачи	Бит	Величина бита	Назначение сигнала
От коммутации к пользователю	A	0	Состояние ожидания
		1	Обратный путь недоступен
	$S_{A4}$	1	Состояние ожидания
		0	Сбой между PBX и NT
	$S_{A5}$	0 (всегда)	Индикатор направления
	$S_{A6}$	0000	Состояние ожидания
		1010	Команда шлейфа на NT
		1111	Команда шлейфа на LTE
$S_{A7}/S_{A8}$	1	Не используется	
От пользователя к коммутации	A	0	Состояние ожидания
		1	Обратный путь недоступен
	$S_{A4}$	1 (всегда)	Не используется
	$S_{A5}$	1 (всегда)	Индикатор направления
	$S_{A6}$	0000	Состояние ожидания
		1000	Сбой блока питания NT
		1111	NT принимает AIS
		1110	Нет синхронизации FAS в NT (сторона пользователя)
$S_{A7}/S_{A8}$	1 (всегда)	Не используется	

## 2.2. Группообразование в PDH

Различают синхронное и асинхронное группообразование. Синхронное группообразование с временным разделением каналов (СГВР) предполагает формирование группы каналов путём периодического закрепления временного интервала за каждым каналом. Такое закрепление остаётся неизменным даже в случае, если в канале нет передачи информации.

Асинхронное группообразование с временным разделением каналов (АГВР) предоставляет временной интервал в распоряжение источника только тогда, когда он становится активным. Временной интервал исключается (цикл укорачивается), если источник неактивен.

В устройствах PDH используется только метод СГВР. В рамках метода различают синфазно-синхронное (**изохронное**), синхронное (**мезохронное**) и асинхронное (**плезиохронное**) объединение потоков.

При **синфазно-синхронном** объединении совпадают не только скорости объединяемых потоков, но и начало их отсчетов.

В **мезохронном** случае скорости потоков совпадают, но фазы (начало отсчетов) различны. Для обеспечения синфазности в общий поток вводится специальный синхросигнал, указывающий порядок объединения: после синхросигнала передается информация первого потока, затем второго и т.д. Синхросигнал периодически повторяется. Кроме синхросигнала в поток должна также вводиться и другая служебная информация, для размещения которой в формате потока необходимо отводить специальные места, что увеличивает скорость потока. Это заставляет считывать и передавать записанную информацию несколько быстрее, чем происходит запись.

Поток E2 в ИКМ-120 объединяет 4 потока E1. На каждый кадр E1 обеспечиваются 8 дополнительных бит служебной информации (т.е. ускоряется считывающая тактовая последовательность в (33/32) раза). В результате увеличения скорости считывания 33 бита должны считываться за то же время, что записываются 32 бита.

Данная процедура позволяет записать 2 служебных бита (A и B) на каждый 64 бита (рис. 2.8). Упрощенная схема данной процедуры для  $i$ -го потока приведена на рис. 2.9.

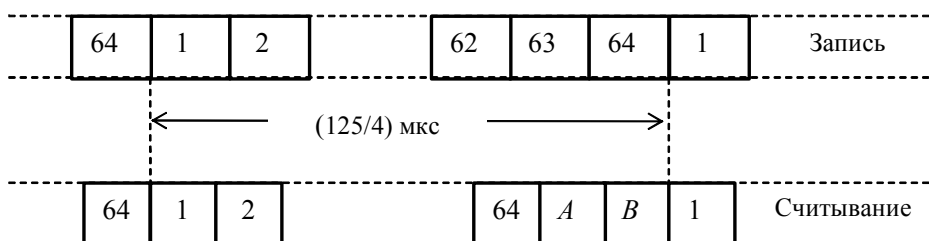


Рис. 2.8. Введение служебных бит в поток E<sub>1</sub> при синфазном (мезохронном) согласовании скоростей

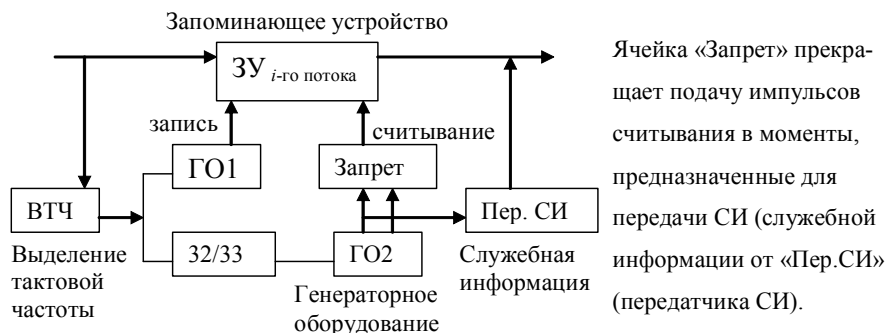


Рис. 2.9. Упрощенная схема синхронного объединения потоков (показано управление только одним  $i$ -м потоком)

В случае **асинхронного** метода объединяемые потоки принадлежат системам с автономными генераторами, обладающими некоторой нестабильностью частоты. Метод допускает

небольшое расхождение частот объединяемых потоков. Отсюда второе название метода — «плезиохронный» (т.е. почти синхронный). Покажем особенности метода на примере отечественной аппаратуры ИКМ-120. Могут возникнуть две ситуации.

1) Скорость считывания превышает скорость записи несколько больше, чем в (33/32) раза.

Выполняется неравенство  $64\tau_{\text{зап}} > 66\tau_{\text{сч}}$ , где  $\tau_{\text{зап}}$  — длительность канального интервала на записи, а  $\tau_{\text{сч}}$  — соответственно на считывании. Разность  $\Delta\tau = (64\tau_{\text{зап}} - 66\tau_{\text{сч}})$  постепенно, по истечении нескольких циклов, растёт. После того как эта разность достигнет величины  $t_{\text{сч}}$ , появляется возможность и необходимость внедрения в поток еще некоторого служебного **бита-вставки** (*bit-stuffing*). Поскольку в информационном потоке этот импульс отсутствовал, бит-вставка не несёт информации. Это ложный, пустой импульс, необходимый лишь для согласования скоростей. Процесс такого вида называется **торможением** или **положительным согласованием скоростей**.

2) Скорость считывания превышает скорость записи несколько меньше, чем в (33/32) раза.

Выполняется неравенство  $64\tau_{\text{зап}} < 66\tau_{\text{сч}}$ . В данном случае считывание происходит медленнее и по достижении интервалом  $\Delta\tau = (64\tau_{\text{зап}} - 66\tau_{\text{сч}})$  величины  $\tau_{\text{сч}}$  один бит записанной информации будет как бы лишним и будет потерян. Для того чтобы потери не произошло, «лишний» бит передаётся во время одного из служебных импульсов (во время бита А). Режим носит название «**отрицательного согласования скоростей**».

В европейской версии мультиплексоров E2 отрицательное согласование скоростей не применяется. Согласно рекомендации G.742 мультиплексор потока E2 при согласовании скоростей игнорирует структуру цикла первичных потоков длительностью 125 мкс. Согласование скоростей производится в течение так называемого **цикла согласования** длительностью  $\sim 100,4$  мкс (рис. 2.10). На рис. 2.10 показан случай, когда мультиплексируются 4 потока: I, III и IV со скоростями 2048 кбит/с и II с большей скоростью. Произошла процедура согласования, о чём свидетельствует команда согласования скоростей 111, записанная в поле КСС *второго* потока. В конце цикла согласования (в четвёртой группе формата) II поток заторможен на один бит с помощью бита-вставки.

Управление согласованием скоростей осуществляется посредством **КСС** (команд согласования скоростей), которые вырабатываются в оборудовании в момент достижения временным сдвигом  $\Delta\tau = (\tau_{\text{зап}} - \tau_{\text{сч}})$  критического значения. На практике контроль длительности интервала  $\Delta\tau$  осуществляет фазовый детектор. Команды КСС поступают в оборудование разделения потоков в моменты, отведенные для передачи служебной информации. Таким образом, список служебных сигналов имеет вид:

- синхросигнал объединенного потока;
- команды КСС каждого из объединенных потоков;
- информация, которая не может быть передана при отрицательном согласовании скоростей.

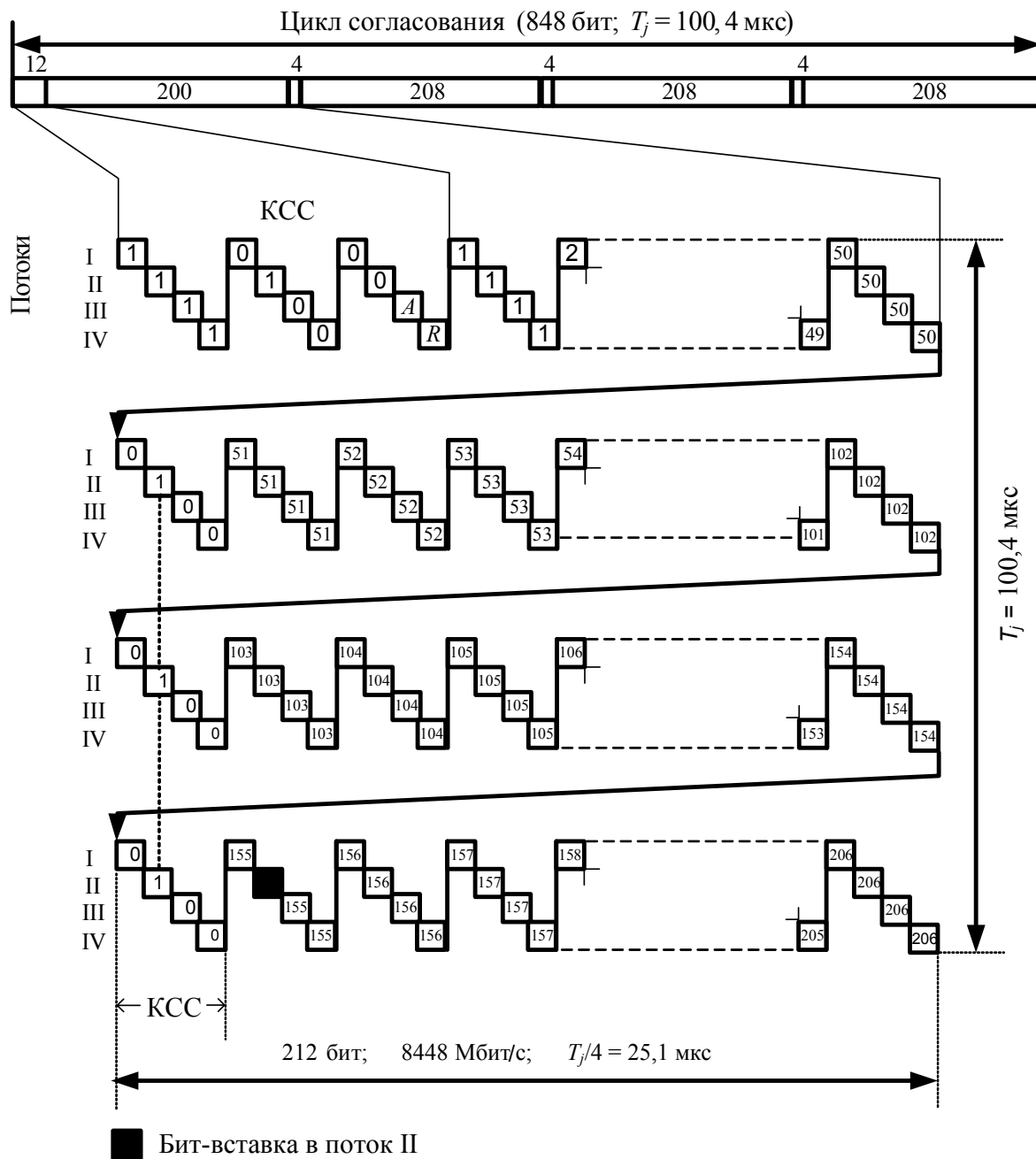


Рис. 2.10. Структура цикла потока E2 согласно протоколу G.742

В мультиплексорах ИКМ, применяемых в России, используется двустороннее согласование скоростей (т.е. КСС для положительного и отрицательного согласования). В случае равенства скоростей специальной нейтральной команды не существует. Она заменяется командами для положительного и отрицательного согласования, попеременно следующими друг за другом.

Упрощенная схема мультиплексора потока E<sub>2</sub> показана на рис. 2.11.

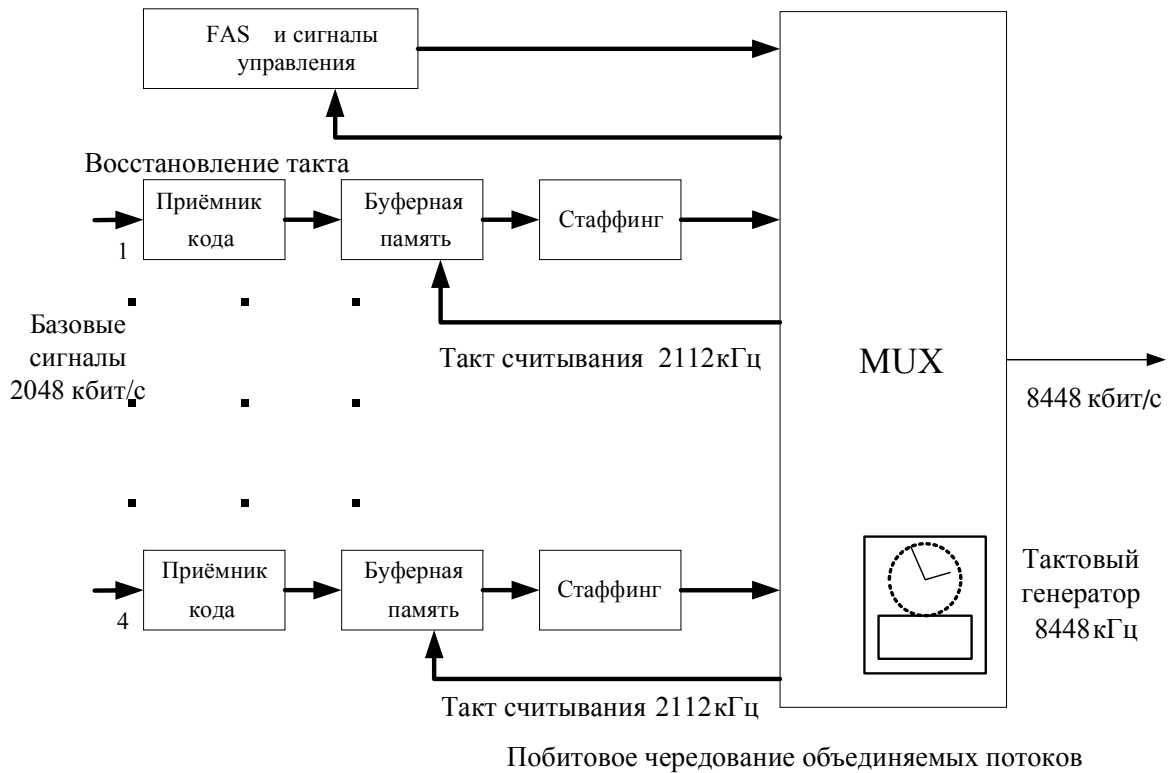


Рис. 2.11. Упрощенная схема мультиплексора потока E2 [10, с. 74]

### 2.3. Оборудование гибкого мультиплексирования

В течение последних лет в мире резко возросла потребность в новых видах услуг связи, в частности, в низко-, средне- и высокоскоростных каналах передачи данных при условии оптимального использования пропускной способности цифровых каналов и трактов. Для организации трансляции видеосигналов, высококачественного радиовещания или других видов сигналов передачи данных корпоративных клиентов требуются каналы со скоростью передачи 64 кбит/с и  $64 \cdot n$  кбит/с. Эти каналы могут вводиться непосредственно в первичный цифровой поток 2 Мбит/с.

Если скорость передачи каналов меньше 64 кбит/с, но кратна 8 кбит/с, такие сигналы могут вводиться в любой каналный интервал группового сигнала ИКМ-30 методом синхронного ввода. В этом случае в каналном интервале занимает от одного до восьми тактовых интервалов в зависимости от скорости передачи абонентского сигнала. В случае передачи цифровых сигналов со скоростями, равными  $64 \cdot n$  кбит/с, они будут занимать  $n$  каналных интервалов. Аналогично при передаче сигналов ЦСИС занимают 2 целых КИ и несколько (от 2 до 4) бит в третьем КИ. Аппаратура в этом случае синхронизируется сигналами, поступающими от группового оборудования.

Структура группового сигнала может гибко изменяться в соответствии с командами управления режимом мультиплексирования. Обязательным требованием к аппаратуре данной категории является то, что гибкие мультиплексоры должны работать в рамках существующей

сети наряду с обычным оборудованием ИКМ-30. С другой стороны, они должны оснащаться широкой номенклатурой абонентских интерфейсов, обеспечивающих ввод различных цифровых и аналоговых абонентских сигналов и аналого-цифровое преобразование последних.

Другим аспектом использования гибких мультиплексоров является необходимость передачи данных со скоростями, не кратными 8 кбит/с. Мультиплексирование таких сигналов возможно только путем их **асинхронного** ввода в групповой сигнал. В этом случае необходимость уравнивания скоростей приводит к неполному использованию пропускной способности каждого канального интервала, однако его пропускная способность, безусловно, будет превышать возможности передачи данных по аналоговым каналам ТЧ при помощи модемов.

Функцией гибких мультиплексоров является также обеспечение работы коммутационных станций различных типов в рамках интегральной цифровой сети. Другими словами, мультиплексоры играют роль конвертеров сигнализации.

И, наконец, возможности гибких мультиплексоров позволяют ставить мультиплексорное оборудование не только в терминальный, но и в транзитный режим. В этом случае на каждом периферийном пункте, оснащенный указанным оборудованием, возможен ввод и вывод ряда аналоговых или цифровых каналов.

Возможность гибкого изменения структуры цикла при неизменности методов цикловой и сверхцикловой синхронизации и работы сервисных подсистем позволяет обеспечить работу групповых трактов в режиме организации конференцсвязи, передачи сигналов оповещения, трансляции вещания и т.п., а также кросс-коннект каналов при совместной работе ряда мультиплексоров в рамках одного периферийного пункта или сетевого узла.

В силу перечисленных преимуществ гибких мультиплексоров их можно считать наиболее перспективной категорией оборудования формирования первичного группового сигнала, позволяющего строить распределительные системы передачи, обеспечивающие оперативное изменение абонентской емкости каждого узла и номенклатуры абонентских сигналов. В этом случае сеть широкополосного цифрового доступа может строиться на основе гибких мультиплексоров, размещаемых на ее узлах.

## **2.4. Цифровая система передачи ИКМ-30**

ЦСП ИКМ-30 предназначена для получения пучков соединительных линий между городскими АТС, городскими и пригородными АТС, между АМТС и АТС путем организации 30 каналов ТЧ на парах низкочастотных кабелей с бумажной (типа Т) или полиэтиленовой (типа ТП) изоляцией с жилами диаметром 0,5; 0,6 и 0,7 мм. Кроме того, ИКМ-30 используется в качестве каналообразующего оборудования для ЦСП более высоких порядков.

Система может быть построена как двух-, так и однокабельной.

Аппаратура ИКМ-30 может работать совместно с аппаратурой цифрового вещания (АЦВ).

При использовании аппаратуры АЦВ в линейном тракте ИКМ-30 может быть организовано четыре канала звукового вещания высшего класса.

Схема организации связи с помощью СП ИКМ-30 [3, с. 284] показана на рис. 2.12. Приведена структура ЦСП ИКМ-30 с длиной регенерационного участка  $l_{\text{уч}}$ , максимальными длинами секции дистанционного питания  $l_{\text{ДП}}$ , и переприемного участка по тональной частоте  $L_{\text{П}}$  в зависимости от типа кабеля.

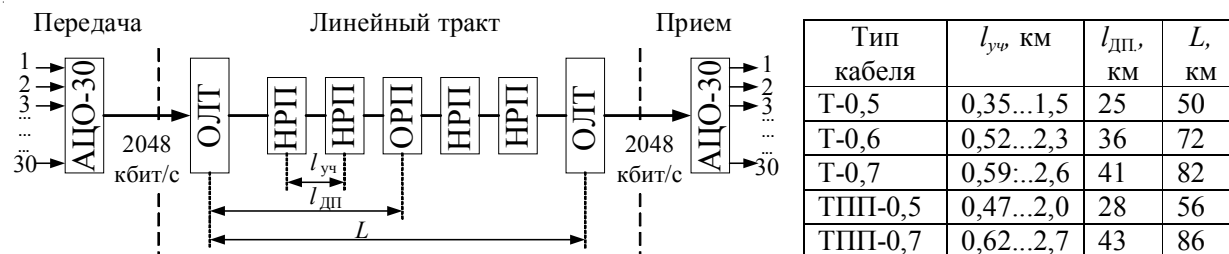


Рис. 2.12. Структурная схема ЦСП ИКМ-30

На рис. 2.12 приняты следующие обозначения:

- АЦО — аналого-цифровое оборудование, формирующее из аналоговых сигналов ТЧ и сигналов СУВ типовой первичный цифровой поток со скоростью передачи 2048 кбит/с и преобразующее этот поток на приеме в соответствующие сигналы ТЧ и СУВ;
- ОЛТ — оборудование линейного тракта, обеспечивающее регенерацию принимаемых цифровых сигналов, ввод в кабель тока дистанционного питания необслуживаемых регенерационных пунктов, телеконтроль линейного тракта, контроль ошибок в линейном сигнале, защиту стационарных устройств от опасных напряжений, возникающих в кабеле, и организацию служебной связи (СС);
- НРП — необслуживаемые регенерационные пункты, восстанавливающие линейные сигналы после прохождения ими соответствующих кабельных участков и располагающиеся в кабельных колодцах;
- ОРП — обслуживаемый регенерационный пункт, функции которого практически совпадают с ОЛТ конечных станций.

Телеконтроль линейного тракта и служебная связь осуществляются по отдельным парам кабеля.

Аналого-цифровое оборудование построено по принципу, рассмотренному ранее.

Дистанционное питание (ДП) осуществляется по схеме «провод-провод» с использованием фантомных цепей, образованных через средние точки симметрирующих трансформаторов в линейных регенераторах. Приемники ДП в линейных регенераторах включены в цепь дистанционного питания последовательно.

Система телеконтроля аппаратуры ИКМ-30 обеспечивает возможность локализации с обслуживаемой станции неисправного регенератора, участка регенерации, на котором произошел обрыв кабеля, а также НРП с пониженным давлением. Номер НРП с пониженным давлением и неисправный регенератор определяются с помощью специально выделенной

пары телеконтроля, причем контроль регенераторов осуществляется с перерывом связи. Для определения места обрыва кабеля дополнительные пары не используются.

Служебная связь организуется по специально выделенным парам кабеля и позволяет вести служебные переговоры между обслуживаемыми станциями, между обслуживаемой станцией и НРП, а также между двумя любыми НРП.

Кроме 30 каналов ТЧ ИКМ-30 позволяет организовать девять каналов передачи дискретной информации со скоростью 8 кбит/с, причем восемь из них взамен одного канала ТЧ, два канала передачи СУВ на каждый канал ТЧ и канал вещания второго класса вместо четырех каналов ТЧ.

Тактовая частота равна 2048 кГц, частота дискретизации при передаче телефонных сигналов и сигналов дискретной информации составляет 8 кГц при передаче сигналов звукового вещания 32 кГц и СУВ 0,5 кГц.

Структурная схема оконечной станции СП ИКМ-30 приведена на рис. 2.13.

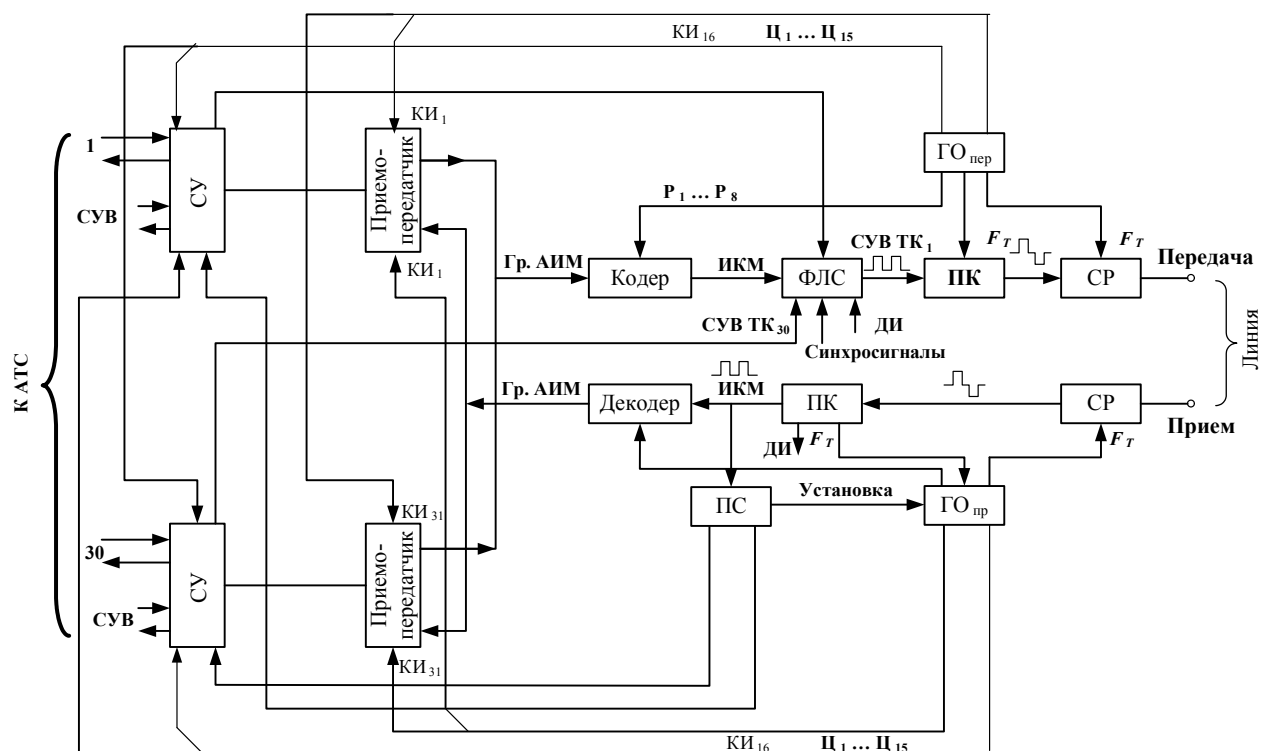


Рис. 2.13. Структурная схема оконечной станции СП ИКМ-30 [3, с. 288]

Телефонные сигналы и СУВ от АТС поступают на согласующие устройства (СУ). Квазиэлектронные согласующие устройства обеспечивают работу аппаратуры ИКМ-30 с оборудованием декадно-шаговых и координатных АТС.

Из исходящего СУ в сторону входящего СУ осуществляется передача следующих СУВ (сигналов управления и взаимодействия): занятие, набор номера, отбой вызывающего абонента и др. В обратном направлении передаются сигналы контроля исходного состояния, ответа абонента, отбой вызываемого абонента и т.д. Кроме того, согласующие устройства



формируют сигналы к приемопередатчикам для организации четырехпроводного транзита. Затем информационные сигналы поступают в приемопередатчик, который обеспечивает двух- и четырехпроводное окончание канала ТЧ, причем при двухпроводном окончании остаточное затухание может быть установлено равным 1,8; 3,5 и 7 дБ, а при четырехпроводном — 0 дБ с измерительными уровнями на входе и выходе канала — 3,5 дБм. В приемопередатчике после ограничения частотного диапазона осуществляется АИ модуляция сигнала, т.е. дискретизация сигнала по времени. Управление работой ключей АИМ-модуляторов ведется импульсными последовательностями, поступающими от канальных делителей генераторного оборудования передачи ( $ГО_{пер}$ ).

С выхода всех 30 приемопередатчиков АИМ-сигналы, сдвинутые относительно друг друга, объединяются и поступают на вход кодирующего устройства.

В кодере происходит преобразование группового АИМ-сигнала в цифровой. Кодирование осуществляется восьмиразрядным кодом с использованием квазилогарифмического закона А87,6/13.

С выхода кодера цифровой сигнал поступает на схему формирования линейного сигнала (ФЛС), где происходит объединение выходного сигнала кодера, импульсных сигналов СУВ, поступающих после преобразования из согласующих устройств, сверхциклового и циклового синхросигналов, а также сигналов дискретной информации (ДИ). Временное объединение указанных сигналов происходит в соответствии со структурой цикла передачи, показанной на рис. 2.5.

С выхода ФЛС групповой ИКМ-сигнал поступает на преобразователь кода (ПК), где осуществляется преобразование симметричного двоичного кода в квазитроичный код с чередованием импульсов (ЧПИ). Далее сигнал поступает на вход передающей части станционного регенератора (СР), где формируется линейный сигнал с заданными параметрами (амплитуда импульсов  $\pm 3$  В, длительность 0,244 мкс), затем через линейный трансформатор передается в кабель. Через среднюю точку этого трансформатора подается дистанционное питание.

В приемном оборудовании пришедший цифровой сигнал через линейный трансформатор поступает в приемную часть станционного регенератора (СР), где осуществляется восстановление его параметров. Восстановленный сигнал ИКМ подается на вход преобразователя кода приема, где квазитроичный сигнал преобразуется в двоичный, а также происходит выделение тактовой частоты, которая подается в генераторное оборудование приёма ( $ГО_{пр}$ ).

С выхода преобразователя кода групповой ИКМ-сигнал поступает на вход декодера и приемника синхросигнала (ПС). В декодере цифровой ИКМ-сигнал преобразуется в групповой АИМ-сигнал, который подается на входы приемной части приемопередатчиков. В каждом приемопередатчике с помощью временного селектора выделяется индивидуальный АИМ-сигнал, из спектра которого фильтр НЧ выделяет разговорный сигнал, который через согласующие устройства (СУ) передается на АТС.

Управление работой временных селекторов приемопередатчиков осуществляется импульсными последовательностями, поступающими от канального делителя  $ГО_{пр}$ .

В приемнике синхросигнала из группового ИКМ-сигнала выделяются цикловой и сверхцикловой синхросигналы, которые управляют запуском делителей  $\text{ГО}_{\text{пр}}$ . В ПС также выделяются СУВ, поступающие затем в приемную часть согласующих устройств, где они преобразуются в сигналы соответствующего вида и подаются в оборудование АТС.

Генераторное оборудование формирует управляющие импульсные последовательности, с помощью которых обеспечиваются необходимый порядок и последовательность работы индивидуальных и групповых устройств аппаратуры.

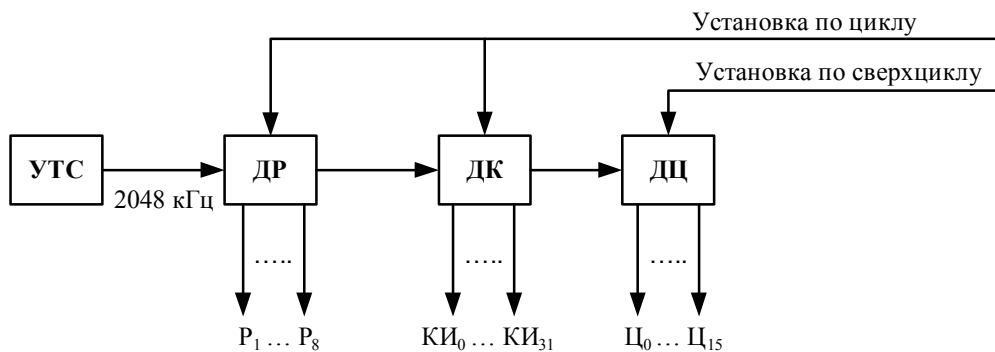


Рис. 2.14 Структурная схема генераторного оборудования ИКМ-30 [3, с. 290]

Структурная схема генераторного оборудования ИКМ-30 показана на рис. 2.14 [3]. Устройство тактовой синхронизации (УТС) вырабатывает импульсную последовательность  $f_T = 2048$  кГц. В  $\text{ГО}_{\text{пер}}$  таким устройством является высокостабильный генератор, а в  $\text{ГО}_{\text{пр}}$  — выделитель тактовой частоты.

Делитель разрядный (ДР) формирует восемь импульсных последовательностей, следующих с частотой следования кодовых групп и соответствующих временному положению отдельных разрядов ( $P_1, P_2, \dots, P_8$ ).

Делитель каналный (ДК) вырабатывает 32 импульсные последовательности с частотой следования циклов. Эти последовательности соответствуют канальным интервалам ( $\text{КИ}_0, \text{КИ}_1, \dots, \text{КИ}_{31}$ ) в цикле передачи.

Делитель цикловой (ДЦ) формирует 16 импульсных последовательностей, соответствующих циклам ( $\text{Ц}_0, \text{Ц}_1, \dots, \text{Ц}_{15}$ ) в сверхцикле и следующих с частотой сверхцикла.

Для обеспечения синхронизации  $\text{ГО}_{\text{пр}}$  по циклам и сверхциклам осуществляется принудительная установка всех делителей с помощью сигналов «Установка по циклу» и «Установка по сверхциклу», поступающих от приемника синхросигнала.

На крупных оконечных станциях ИКМ-30 размещается на стойках аналого-цифрового преобразования (САЦО) и оборудования линейного тракта (СОЛТ). На САЦО устанавливается оборудование для четырех 30-канальных комплектов АЦО. На СОЛТ размещается оборудование для организации 30 линейных трактов; оно может также использоваться на ОРП.

На небольших оконечных станциях устанавливается стойка оконечного оборудования (СОО), на которой размещается аналого-цифровое и линейное оборудование трех систем передачи ИКМ-30.

НРП предназначены для установки в смотровых колодцах ГТС, подъездах и нишах домов и рассчитаны на размещение до 12 двусторонних линейных регенераторов.

Следует отметить, что СП ИКМ-30 постоянно совершенствуется. В последних модификациях аппаратуры ИКМ-30 в результате использования нового поколения элементов микроэлектронной техники мощность, потребляемая оконечным оборудованием, уменьшена примерно в 1,5 раза, улучшены частотная и фазовая характеристики каналов, повышена надежность аппаратуры. Кроме того, разработаны блоки линейных переключений и сервисного обслуживания, позволяющие отыскать место неисправностей и обеспечить совместную работу ИКМ-30 и автоматизированной системы обслуживания, создаваемой на ГТС. В новой модификации ИКМ-30 предусматривается возможность установки согласующих устройств отдельно от оконечной станции. Все это позволяет улучшить эксплуатационные характеристики аппаратуры.

Для сельских телефонных сетей была разработана модификация системы передачи, получившая название ИКМ-30С. В качестве направляющей среды используются кабели типа КСПП-1Ч4Ч1,2 или КСПП-1Ч4Ч0,9. Эта СП строится как однокабельная и позволяет организовать 30 каналов ТЧ, которые используются в качестве либо абонентских, либо соединительных линий между станциями, до трех сигнальных каналов на каждый телефонный канал, один канал вещания второго класса вместо четырех каналов ТЧ, канал передачи дискретной информации (ПДИ) и **общий канал сигнализации со скоростью 64 кбит/с.**

Кроме того, в отличие от ИКМ-30 эта система передачи обеспечивает выделение части каналов и их разветвление на два направления. С этой целью используются станции разветвления (СР), число которых может достигать трех. Линейный тракт ИКМ-30С отличается от линейного такта ИКМ-30 отсутствием дополнительных жил в кабеле для служебной связи и телеконтроля и более жесткими требованиями к устройствам защиты от опасных влияний, что обусловлено особенностями прокладки кабеля. В связи с этим служебная связь и дистанционное питание осуществляются по фантомным цепям, а телеконтроль исправности линейного тракта производится по принципу поочередного образования шлейфа по линейному сигналу в каждом НРП, т.е. на оконечной станции осуществляется контроль коэффициента ошибок в линейном сигнале.

В одной системе возможно организовать связь центральной станции (ЦС) не более чем с семью оконечными ОС с помощью трёх СР. При этом каждая СР может работать в режиме квадрата (рис. 2.15, а) или треугольника (рис. 2.15, б). В режиме квадрата возможно перераспределение каналов в количествах  $k$ ,  $m$ ,  $n$ , причем  $k+m+n=30$ . Станция разветвления, работающая в режиме треугольника, перераспределяет между направлениями группы по 15 каналов.

Система ИКМ-30С может работать совместно с ИКМ-30-4, поскольку в этих системах унифицирована точка стыка ТС1 устройств АЦО и ОЛТ, принята единая структура временного спектра и выбран одинаковый код линейных сигналов. На оконечных станциях обычно устанавливается стойка линейного и каналобразующего оборудования (СОЛК), на которой размещается оборудование для двух систем.

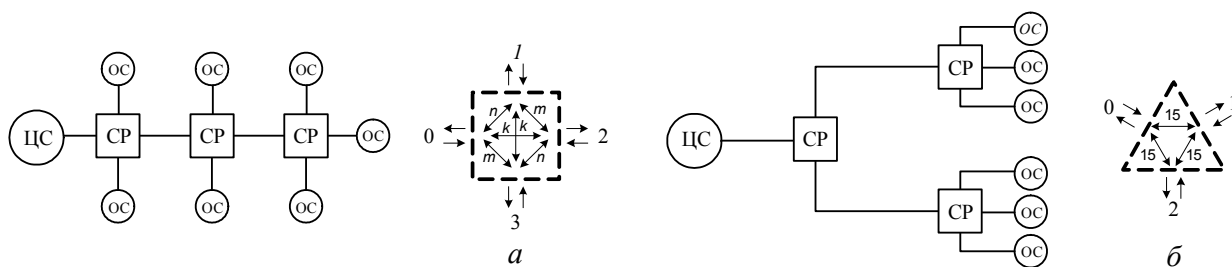


Рис. 2.15. Работа ЦСП ИКМ-30С в режимах:  
а – квадрата; б – треугольника [3, с. 292]

Каждая из станций ОС, ЦС или СР может быть питающей. Расстояние между ними может достигать 90 км (для кабеля с жилами диаметром 0,9 мм) или 110 км (для кабеля с жилами диаметром 1,2 мм). **Число НРП в секции не должно превышать 28.**

Временной спектр системы ИКМ-30С аналогичен временному спектру ИКМ-30, что обеспечивает возможность их совместной работы.

## 2.5. Цифровая система передачи ИКМ-15

Эта система передачи предназначена для организации соединительных линий между сельскими АТС по кабелям типа КСПП или ВТСП и позволяет получить 15 каналов ТЧ, до трех сигнальных каналов (СК) на каждый телефонный канал, один канал вещания второго класса вместо двух каналов ТЧ и четыре 100-бодных телеграфных канала. Кроме того, предусмотрена возможность организации канала передачи цифровой информации со скоростью 64 кбит/с вместо одного канала ТЧ.

Система ИКМ-15 обеспечивает передачу цифрового сигнала по линии со скоростью 1024 кбит/с. Два таких сигнала с помощью оборудования ВГ-15Ч2 могут быть объединены в общий цифровой поток со скоростью передачи 2048 кбит/с (см. рис. 2.2), а восемь сигналов — в групповой сигнал со скоростью 8448 кбит/с. Таким образом обеспечивается возможность совместной работы на сети системы передачи ИКМ-15 с ИКМ-30 и ИКМ-120.

Дальность действия этой системы передачи при использовании обслуживаемой промежуточной станции (ОПС) до 100 км, а максимальная длина участка регенерации составляет 7,2 (для кабеля КСПП-1Х4Х0,9) и 7,4 км (для кабеля КСПП-1Х4Х1,2). С учетом возможностей АРУ в корректирующем усилителе регенератора затухание участка регенерации должно находиться от 26 до 46 дБ.

Временной спектр системы передачи ИКМ-15, т.е. структура цикла передачи, показан на рис. 2.16. Длительность цикла передачи  $T_{ц} = 125$  мкс, что соответствует частоте дискретизации  $f_d = 8$  кГц. Каждый цикл содержит 16 канальных интервалов (КИ<sub>0</sub>, ..., КИ<sub>15</sub>), каждый из которых состоит из восьми тактовых интервалов (ТИ) или восьми разрядов (Р).

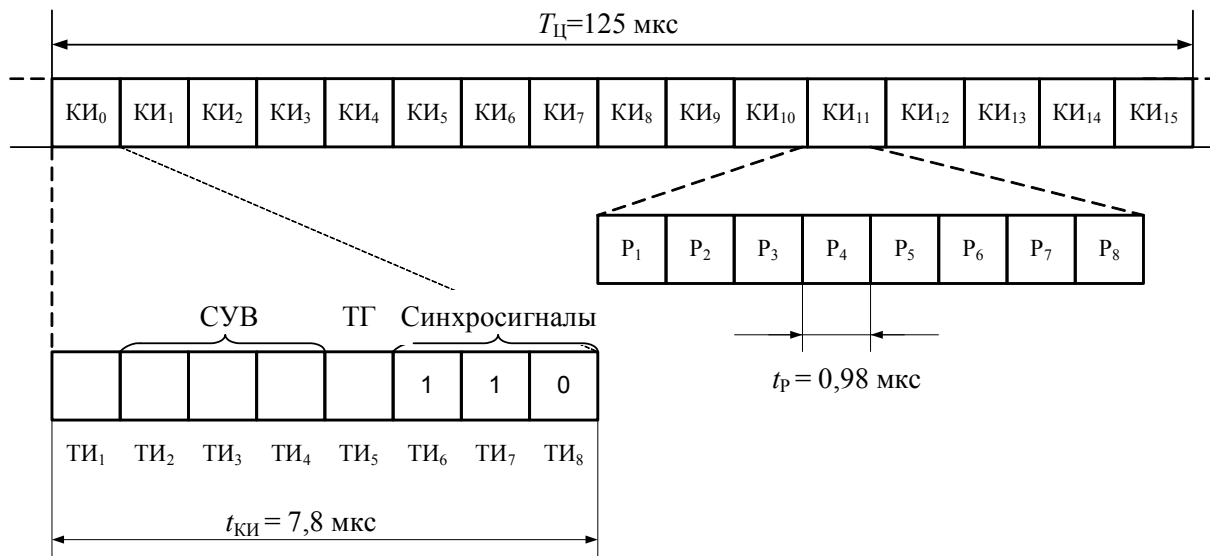


Рис. 2.16. Формат цикла ЦСП ИКМ-15 [3, с. 283]

Канальные интервалы  $КИ_1 \dots КИ_{15}$  используются для передачи информации, поступающей на вход каналов ТЧ и преобразованной в восьмиразрядные кодовые комбинации ( $P_1 \div P_8$ ). Канальный интервал  $КИ_0$  предназначен для передачи сигналов цикловой и сверхцикловой синхронизации, сигналов управления и взаимодействия (СУВ), а также сигналов телеграфирования (ТГ). Сигнал цикловой синхронизации передается в виде комбинации 110, формируемой на ( $ТИ_6 \dots ТИ_8$ )  $КИ_0$ . Сверхцикл образуется для передачи СУВ всех телефонных каналов и содержит 16 циклов ( $Ц_0, \dots, Ц_{15}$ ). В начале каждого сверхцикла в  $Ц_0$  на месте  $ТИ_1$  канального интервала  $КИ_0$  передается сигнал сверхцикловой синхронизации, обеспечивающий правильное распределение СУВ на приеме. Для передачи СУВ организуется до трех сигнальных каналов (на позициях  $ТИ_2 \dots ТИ_4$  интервала  $КИ_0$ ), причем в  $Ц_1$  передаются СУВ первого информационного канала, в  $Ц_2$  — второго, в  $Ц_3$  — третьего и т.д., то есть в течение сверхцикла осуществляется передача СУВ всех каналов.

Для передачи информации, поступающей от телеграфных каналов, используется  $ТИ_5$   $КИ_0$ .

Структурная схема системы передачи ИКМ-15 изображена на рис. 2.17, где показаны оконечные станции ( $ОС_1$  и  $ОС_2$ ) и оборудование линейного тракта.

Блоки сигнализации (БС) обеспечивают ввод напряжения питания на оконечную станцию и формируют сигналы аварийной сигнализации. Блок комплектов низкочастотных оконечаний (КНО) организует двухпроводные окончания каналов с уровнями 0 и  $-7$  дБО соответственно на их входе и выходе при осуществлении соединений между каналами ИКМ-15 и приборами АТС. Кроме того, сигналу с МТС обеспечивается автоматическое переключение каналов на четырехпроводное окончание с уровнями на входе и выходе  $-3,5$  дБО или на двухпроводное окончание с уровнями 0 и  $-3,5$  дБО соответственно. Блок управления и кодирования (БУК) осуществляет объединение и разделение каналов и аналого-цифровое

и цифроаналоговое преобразования исходных сигналов. Блок согласующих телеграфных устройств (СТУ) согласует характеристики телеграфных сигналов и канала передачи цифровой информации ИКМ-15. Блок сервисного оборудования (СО) обеспечивает организацию служебной связи по фантомной цепи и контроль каналов ТЧ и СУВ.

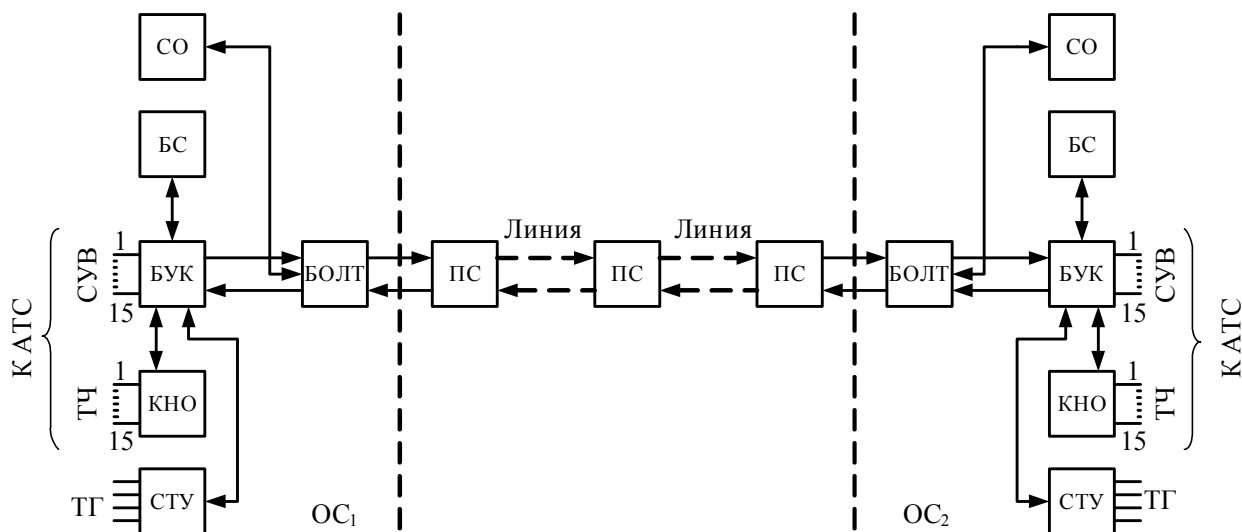


Рис. 2.17. Структурная схема системы передачи ИКМ-15 [3, с. 283]

Блок окончания линейного тракта (БОЛТ), входящий в состав оборудования линейного тракта, обеспечивает регенерацию принимаемого цифрового сигнала, дистанционное питание линейных регенераторов, ввод кабеля и защиту от опасных напряжений.

Промежуточная станция (ПС) содержит два линейных регенеративных усилителя, в состав которых в том числе входят корректирующие усилители с АРУ, обеспечивающие возможность регенерации сигнала при различных длинах участков регенерации.

## 2.6. Цифровая система передачи ИКМ-120

Система ИКМ-120 предназначена для организации каналов на *местных и внутризональных* сетях при использовании симметричных кабелей ЗКПАП и МКС. Она позволяет организовать 120 каналов ТЧ при скорости передачи цифрового группового потока 8448 кбит/с. Кроме того, дополнительно можно организовать четыре цифровых канала для передачи дискретной информации с суммарной пропускной способностью 32 кбит/с. Предусмотрена возможность аналого-цифрового преобразования вторичной стандартной группы (312...552 кГц). Требуемую дальность связи 600 км, определяемую максимально возможной протяженностью внутризональной сети, обеспечивают ОРП и НРП. Номинальная длина участка регенерации составляет 5 км. Расстояние между ОРП, определяемое возможностями дистанционной подачи питания на необслуживаемые регенерационные пункты, равно 200 км. На внутризональных сетях линейный тракт строится с использованием двух кабелей, на местных сетях — одного. В линейном тракте используется код типа КВП-3.

На рис. 2.18 показана структурная схема организации связи при использовании СП ИКМ-120. В состав оконечной аппаратуры ИКМ-120 входят оборудование вторичного временного группообразования (ВВГ), аналого-цифрового преобразования сигнала вторичной группы (АЦО ЧРКВ), оконечное оборудование линейного тракта (ОЛТ) и комплект контрольно-измерительных приборов. Линейный тракт кроме ОЛТ содержит обслуживаемые и необслуживаемые регенерационные пункты и кабель. В передающей части оборудования ВВГ формируется групповой поток со скоростью передачи 8448 кбит/с путем поразрядного объединения четырех цифровых потоков со скоростью 2048 кбит/с.

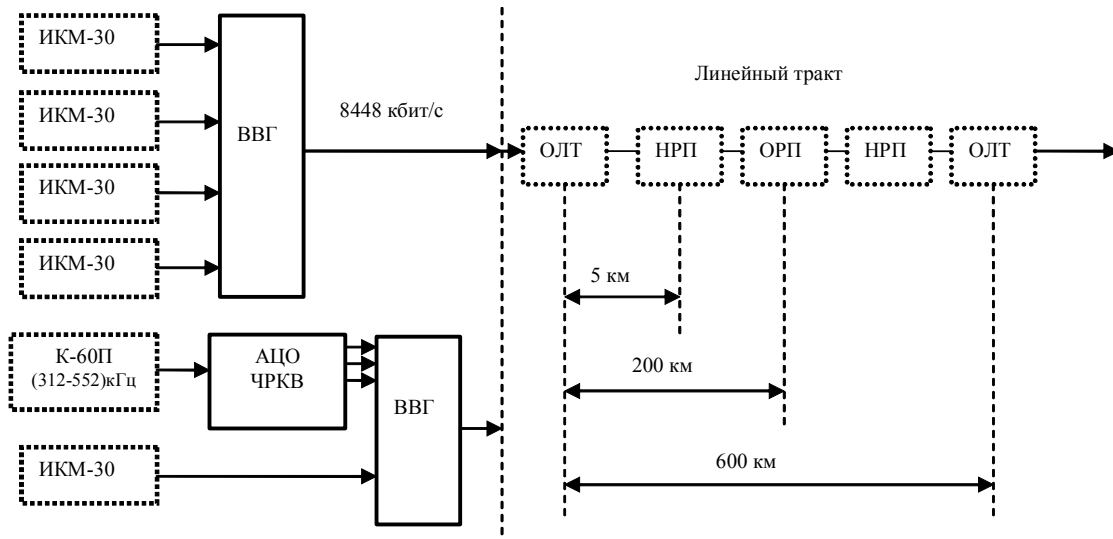


Рис. 2.18. Структурная схема участка цифровой сети с ЦСП ИКМ-120

Формирование этих потоков может осуществляться либо в аппаратуре ИКМ-30, либо в оборудовании АЦО ЧРКВ. В первом случае организуется 120 каналов ТЧ.

В оборудовании АЦО ЧРКВ осуществляется АЦП вторичной стандартной группы, занимающей спектр (312...552) кГц. Для уменьшения скорости цифрового потока этот спектр вначале транспонируется в спектр (12...252) кГц, а затем подвергается дискретизации с частотой 512 кГц. Кодирование используется нелинейное, характеристика компрессирования типа А-5,4/5, код 11-разрядный (12-й разряд отводится для передачи служебной информации). Скорость цифрового потока равна 6144 кбит/с. Этот цифровой поток, объединенный с сигналом ЦС, разделяется на три потока, каждый со скоростью 2048 кбит/с. Эти потоки совместно с одним потоком ИКМ-30 подаются на ВВГ. Таким образом, может быть организовано только 90 каналов. Использование оборудования АЦО ЧРКВ позволяет обеспечить совместную работу на сети аналоговых и цифровых СП.

Оборудование ВВГ использует принцип двухстороннего согласования скоростей с двухкомандным управлением, т.е. в процессе объединения потоков осуществляется и положительное, и отрицательное согласование скоростей. Объединение потоков, сформированных в ИКМ-30, может происходить асинхронно или синхронно, а сформированных в АЦО ЧРКВ — синхронно-синфазно.

Оборудование ОЛТ осуществляет дистанционное питание, контроль НРП и организует служебную связь.

На рис. 2.19 представлена структура цикла передачи ИКМ-120. Число импульсных позиций (бит) в цикле передачи, имеющем длительность 125 мс, равно 1056. Все позиции цикла разбиты на 4 группы по 264 бита в каждой, причем 256 бит отводится для передачи информационных символов объединяемых потоков, а восемь — для передачи синхросигнала, команд согласования скоростей, символов служебной связи и дискретной информации.

Восемью первыми битами группы I передается цикловой синхросигнал 10111000. Биты 1–4 группы II передают первые символы КСС (команд согласования скорости), а биты 5–8 — являются битами служебной связи.

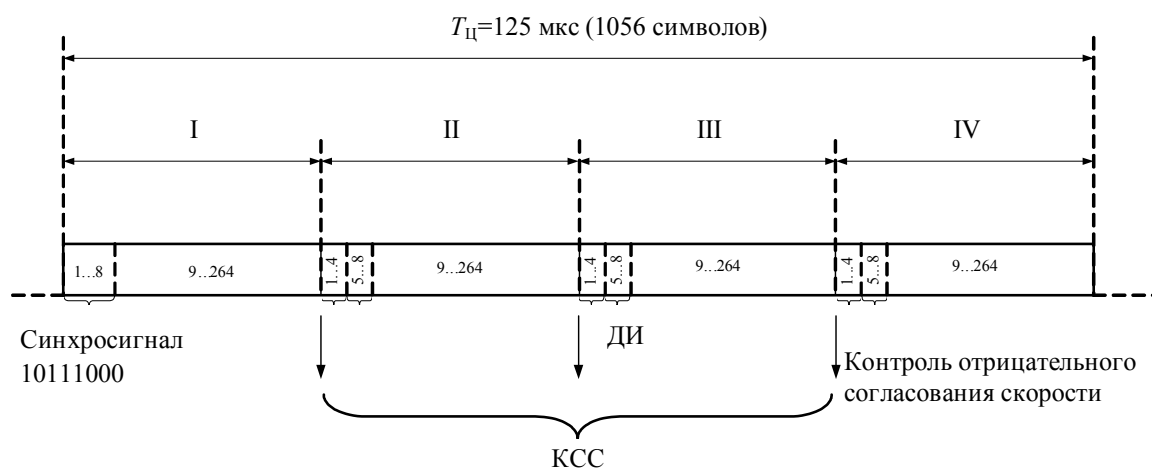


Рис. 2.19. Структура цикла передачи ИКМ-120 [3, с. 294]

Для передачи вторых символов КСС отводятся биты 1–4 группы III, а для передачи дискретной информации — биты 5–8. Позиции 1–4 группы IV занимают третьи символы КСС, а битами 5–8 в одном цикле передаются информационные символы при отрицательном согласовании скорости, а в другом — сигналы аварии и контроля.

Структура цикла передачи, формируемого в АЦО ЧРКВ, следующая:

- в первом потоке передаются символы первых четырех разрядов передаваемых кодовых групп;
- во втором — символы 5÷8 разрядов;
- в третьем — символы 9÷11 разрядов и служебные символы, из которых четыре отводятся для передачи сигнала цикловой синхронизации, два для передачи сигналов СС и один для извещения о сбое цикловой синхронизации.

На стойке СВВГ смонтированы до восьми комплектов оборудования ВВГ, т.е. при полной комплектации обеспечивается организация 960 каналов ТЧ. На стойке САЦО ЧРКВ размещается по одному комплекту оборудования АЦО ЧРКВ, АЦО-30 и ВВГ. Стойка линейного оборудования обеспечивает подключение к кабелю четырех вторичных цифровых потоков со скоростью 8448 кбит/с. Используемые НРП могут быть установлены в смотровых колодцах, закопаны в грунт или помещены на опоры.



## 2.7. Цифровая радиорелейная система передачи «Радан»

Развитие сельских сетей на базе СП с ИКМ, работающих с использованием одночетверочных кабелей, в ряде случаев затруднено из-за неблагоприятных условий для прокладки кабеля. В связи с этим была создана цифровая радиорелейная система передачи с ЧМ «Радан», работающая в диапазоне 10,7... 11,7 ГГц и позволяющая организовать два дуплексных ствола. Она используется для создания соединительных линий между сельскими АТС.

Вначале была разработана аппаратура «Радан», предназначенная для совместной работы с ИКМ-12М и позволяющая организовать в каждом из двух стволов 12 соединительных линий между сельскими АТС, расположенными на расстоянии до 30 км (без промежуточных станций) или до 80 км (при установке двух промежуточных станций). Мощность передатчика не менее 50 мВт, коэффициент усиления антенны — 39 дБ.

Оборудование ЦРПС «Радан» может быть связано с ИКМ-12М кабелем КСПП длиной до 5 км, что позволяет использовать для установки радиоаппаратуры и антенн высокие здания, водонапорные башни и другие сооружения, имеющиеся в радиусе 5 км.

В начале 80-х гг. на АТС вместо ИКМ-12М стала внедряться более совершенная СП ИКМ-15, что привело к необходимости разработки модернизированной СП «Радан-2», рассчитанной на работу с ИКМ-15. Модернизация была вызвана увеличением скорости передачи с 704 кбит/с, принятой для ИКМ-12М, до 1024 кбит/с, принятой для ИКМ-15. Это привело к необходимости пропорционального уменьшения девиации частоты при ЧМ, конструктивной переработки блока ДП для его установки на стойке оконечной станции ИКМ-15, переработки последетекторных видеорегенераторов на приеме и регенераторов, восстанавливающих параметры сигнала, искаженного при его прохождении по соединительной линии между РПС и ИКМ-15, протяженность которой может достигать 4 км.

В процессе модернизации были улучшены некоторые характеристики. Например, коэффициент шума приемника снижен до 10 дБ, выходная мощность передатчика возросла на 25%, улучшена избирательность по соседнему и зеркальному каналам, что позволило расположить на одной опоре несколько станций. Последнее возможно, если угол между их главными лепестками диаграммы направленности будет не менее 30°.

Структурная схема ЦРПС «Радан-2» приведена на рис. 2.20. Комплекс аппаратуры состоит из стойки ИКМ-15Р и приемопередающей ИКМ-СВЧ станции (СПП). Стойка ИКМ-15Р представляет собой оборудование аппаратуры ИКМ-15, к которому добавлен блок окончания линейного радиотракта (БОЛТ-Р) с устройством служебной связи (СС), регенератором (Р), вводно-кабельным устройством (ВКУ) и устройством дистанционного питания (ДП).

Станция СПП состоит из двух приемопередатчиков ПП (для каждого ствола), объединителя О и антенны. Станция СПП устанавливается на опоре, которая обеспечивает ее необходимый подъем над поверхностью земли. Масса и объем ПП относительно невелики (соответственно 10 кг и 10 дм<sup>3</sup>), что облегчает работы при строительстве и эксплуатации этой СП.

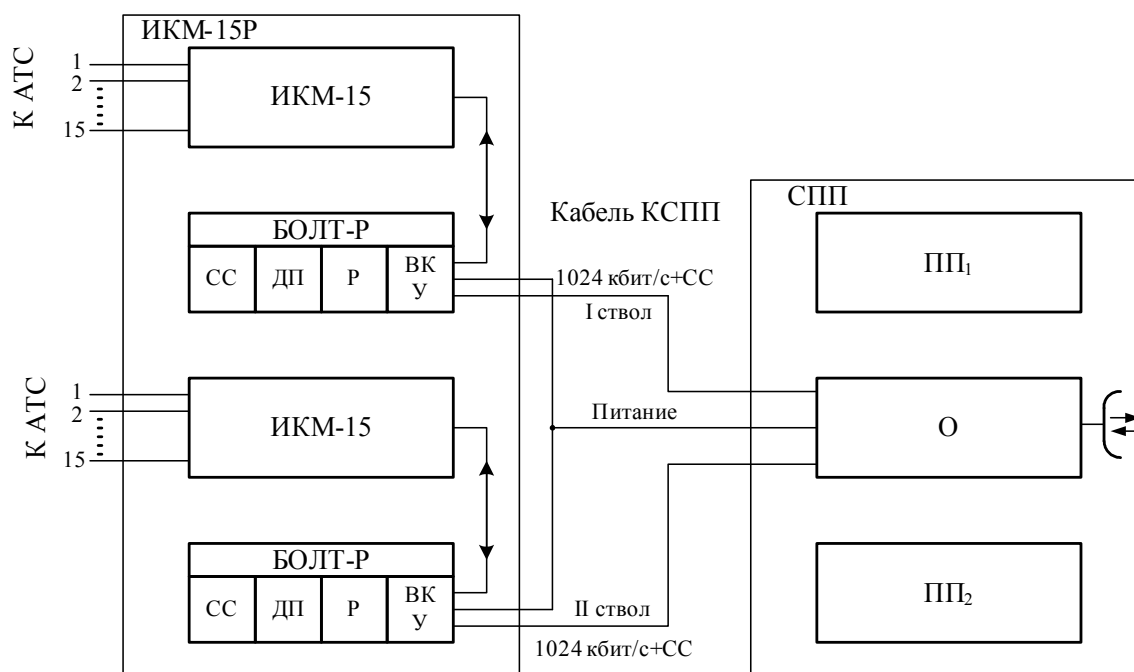


Рис. 2.20. Структурная схема ЦРПС «Радан-2» [3, с. 296]

Передатчик состоит из генератора с системой стабилизации частоты, выходного полосового фильтра и видеорегенератора. Приемник содержит входной полосовой фильтр, балансный смеситель, гетеродин с системой стабилизации частоты, усилитель промежуточной частоты и видеорегенератор.

В качестве СВЧ-генераторов как гетеродина приемника, так и генератора передатчика используются генераторы на лавинопролетных диодах с электронной перестройкой на варакторных диодах.

В состав объединителя входят следующие устройства: циркулятор, волноводные элементы, согласующие и линейные трансформаторы, цепи коммутации и подключения к каналу СС, устройства защиты и блокировки.

При разработке аппаратуры особое внимание уделено обеспечению ее высокой надежности. Учитывая, что на СТС использование дорогостоящего горячего или холодного резервирования нецелесообразно, основной упор был сделан на выбор надежных элементов, снижение удельных нагрузок на элементы и применение эффективных схем стабилизации параметров аппаратуры.

## 2.8. Цифровая система передачи ИКМ-480

Линейный тракт этой ЦСП организуется по четырехпроводной схеме с использованием одного кабеля типа МКТС-4 или МКТА-4 с жилами диаметром 1,2/4,6 мм. Система может работать на внутризонавой и магистральной сетях. Максимальная протяженность линейного тракта на внутризонавой сети составляет 600 км, а на магистральной сети — 2500 км.

Указанная протяженность обеспечивается применением НРП, ОРП и ОРП с ответвлением цифровых трактов. Номинальная длина регенерационного участка составляет 3 км, расстояние между ОРП — 200 км.

Система ИКМ-480 позволяет организовать 480 телефонных каналов со скоростью передачи группового потока 34368 кбит/с (рис. 2.21). Кроме того, можно организовать четыре канала для передачи дискретной информации со скоростью 16 кбит/с и канал цифровой служебной связи с ДМ со скоростью передачи 32 кбит/с. Предусмотрено АЦП третичной стандартной группы (812 ... 2044 кГц), в этом случае организуется только 420 каналов.

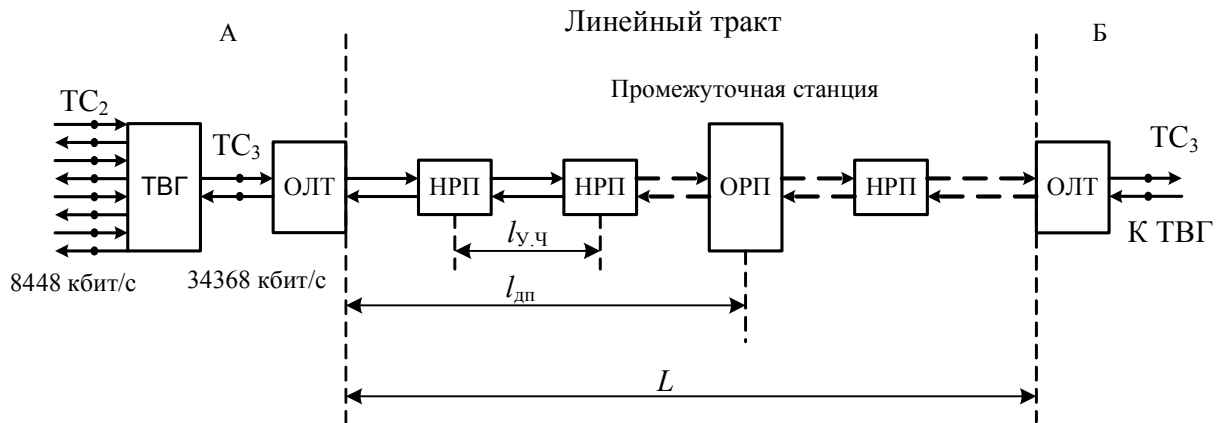


Рис. 2.21. Структурная схема ЦСП ИКМ-480 [4, с. 159]

Формирование группового потока при передаче сигналов 480 каналов осуществляется путем асинхронного или синхронного объединения четырех вторичных цифровых потоков со скоростью 8448 кбит/с.

Это объединение осуществляется в оборудовании третичного временного группообразования (ТВГ).

На входы оборудования образования третичной временной группы ТВГ (точки стыка  $ТС_2$ ) поступают четыре типовых вторичных потока со скоростями 8448 кбит/с, которые объединяются в типовой третичный поток со скоростью передачи 34368 кбит/с.

В точке стыка  $ТС_3$  оборудования ТВГ и ОЛТ параметры этого потока соответствуют рекомендациям МККТТ, что позволяет использовать оборудование ТВГ как для образования ЦСП следующей ступени иерархии (четверичной), так и для образования линейных трактов посредством типовой аппаратуры на волоконно-оптических линиях связи.

Временной спектр линейного сигнала системы ИКМ-480 (рис. 2.22) разделяется на циклы длительностью  $T_{ц} = 62,5$  мкс, равной половине длительности циклов 30- и 120-канальных ЦСП. Цикл состоит из трех равных по времени субциклов (а не четырех, как в других ЦСП с временным группообразованием), в каждом из которых содержится по 716 разрядов, причем первые 12 из них занимают сигналы служебной информации (цикловым синхросигналом, сигналами команд согласования скоростей и т.д.), а остальные — информацией посимвольно объединенных четырех вторичных потоков. Таким образом, цикл передачи

содержит 2148 позиций, из которых  $2112 \pm 4$  являются информационными. Такая структура цикла передачи определяется в значительной мере тем, что система цикловой синхронизации использует 12-символьный синхросигнал, частота повторения которого должна быть достаточно высокой.

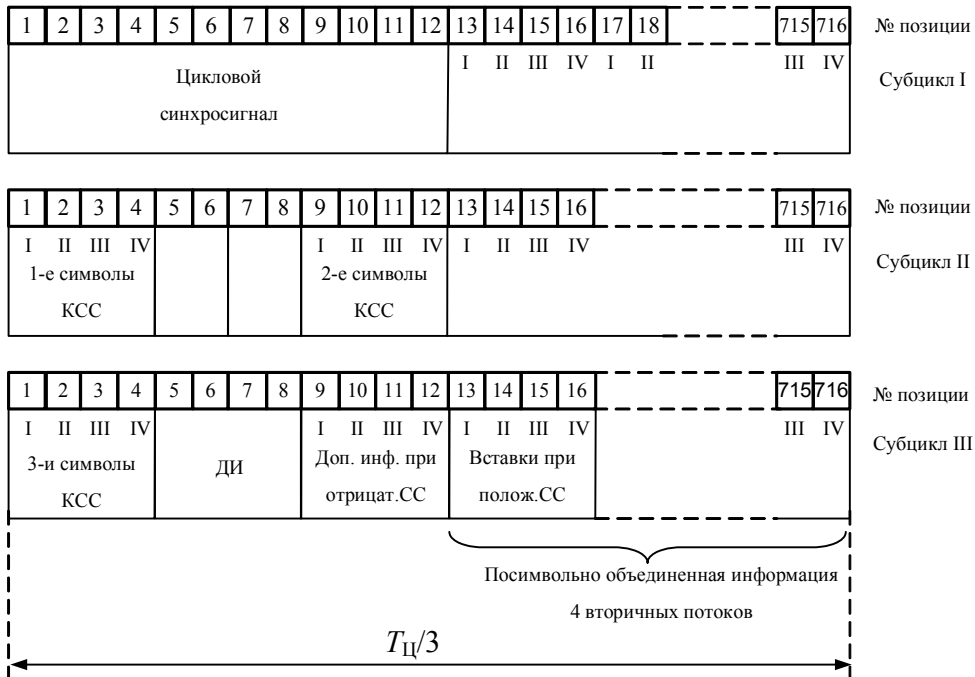


Рис. 2.22. Формат кадра цифрового потока ИКМ-480 [4, с. 160]

Если сравнить ЦСП ИКМ-480 с действующей ныне по кабелю МКП-4 системой передачи с ЧРК К-300, становятся очевидными недостатки первой. Главные из них — малая длина номинального кабельного участка  $l_{уч}$  (3 км по сравнению с 6 км для К-300) и укороченная секция дистанционного питания  $l_{дп}$  (200 км по сравнению с 246 км для К-300). Последнее обстоятельство существенно затрудняет замену аппаратуры К-300 аппаратурой ИКМ-480 на существующих линиях передачи. Стремление повысить рентабельность третичных ЦСП заставило рассмотреть возможность использования этой системы на кабелях связи с симметричными парами. В настоящее время разработана система ИКМ-480С, которая предназначена для применения на кабелях типа МКС, однако ее технико-экономические показатели сравнимы с показателями СП с ЧРК типа К-1020С, позволяющей организовывать на одной из четверок кабеля МКС 1020 каналов ТЧ. Поэтому был разработан вариант ИКМ-480Ч2, в котором благодаря использованию специального кода, понижающего тактовую частоту линейного сигнала, удалось удвоить число каналов ТЧ, организуемых по данному кабелю, без увеличения длин кабельных участков.

Аналого-цифровое преобразование сигнала третичной стандартной группы осуществляется в оборудовании АЦО ЧРКТ (см. рис. 2.2). Для уменьшения скорости цифрового сигнала спектр частот третичной стандартной группы (812...2044) кГц транспонируется в спектр (12...1244) кГц. Транспонируемый сигнал подвергается дискретизации с частотой 2520 кГц.

Используется нелинейное кодирование, характеристика компандирования А-5,4/5.

Для передачи информационного сигнала используется 10-разрядный код, 11-й и 12-й разряды отводятся для передачи сигналов ЦС и аварии. Скорость цифрового потока равна 25324 кбит/с. Этот поток в схеме разделения разделяется на три со скоростью 8448 кбит/с каждый. Последние синхронно и синфазно вводятся в оборудование ТВГ, на четвертый вход которого асинхронно или синхронно подается вторичный цифровой лоток, сформированный в ИКМ-120. Цикл АЦО ЧРКТ состоит из 2112 импульсных позиций, из которых 2100 используются для передачи информационного сигнала, 10 — для передачи сигнала ЦС и по одной для передачи аварийного и служебного сигналов.

## 2.9. Цифровая система передачи ИКМ-1920

Эта СП предназначена для работы на магистральной сети с использованием коаксиального кабеля с парами 2,6/9,4 мм. Ее пропускная способность позволяет организовать кроме каналов ТЧ канал передачи телевизионного вещания, видеотелефонной связи и удовлетворить практически любые потребности в передаче дискретной информации.

Система передачи ИКМ-1920 предполагает использование коаксиальных пар среднего диаметра (2,6/9,5 мм) кабелей КМ-4 и КМ-8/6. Номинальная длина кабельного участка такой системы  $l_{\text{уч}} = 3$  км, а максимальная протяженность секции дистанционного питания  $l_{\text{дп}} = 240$  км. Система позволяет получать длину простого (без переприемов по ТЧ) канала ТЧ до 2500 км, а при наличии четырех переприемов — 12500 км, что соответствует нормам на магистральные участки каналов ТЧ на первичной сети связи. Система ИКМ-1920 предусматривает использование АЦО-ТВ, позволяющее преобразовывать сигналы одного канала телевизионного вещания и двух каналов звукового сопровождения (или одного стерео) в три типовых третичных цифровых потока.

Линейный сигнал ИКМ-1920 разделяется на циклы, следующие с частотой 64 кГц ( $T_{\text{ц}} = 15,625$  мкс). Цикл, в свою очередь, подразделяется на четыре субцикла и содержит 2176 позиций, из которых  $2148 \pm 4$  являются информационными (рис. 2.23).

Сравнение параметров линейного тракта ИКМ-1920 с параметрами линейных трактов систем передачи с ЧРК К-3600 и К-5400, имеющих ту же длину номинального кабельного участка (3 км), но позволяющих организовывать по тому же кабелю пучки по 3600 и 5400 каналов ТЧ соответственно вместо пучка емкостью 1920 каналов, говорит о неэффективности внедрения ЦСП ИКМ-1920. Поэтому в настоящее время налаживается выпуск модифицированной системы ИКМ-1920Ч2, в которой удвоение числа каналов ТЧ достигается объединением двух четверичных цифровых потоков. Скорость передачи объединенного потока остается равной скорости одного четверичного за счет применения специального **дубинарного** кода (см. подразд. 5.2), что позволяет сохранять прежнюю длину кабельного участка, равную 3 км, и существенно повысить рентабельность данной ЦСП.

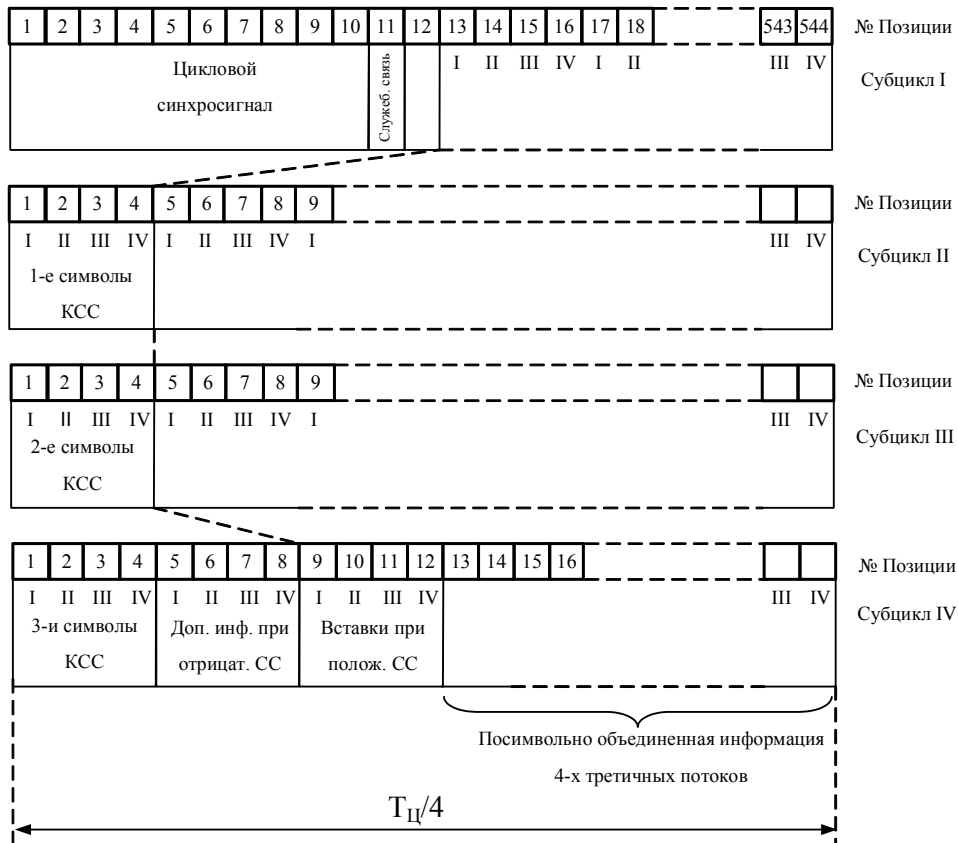


Рис. 2.23. Формат цикла передачи ЦСП ИКМ-1920 [4, с. 162]

В дальнейшем предполагается использовать оборудование ИКМ-1920 для создания типовых четверичных цифровых потоков и передачи их по волоконно-оптическим линейным трактам, а также для организации связи по международной сети синхронной цифровой иерархии.

### 3. СИНХРОННАЯ ЦИФРОВАЯ ИЕРАРХИЯ (СЦИ)

#### 3.1. Стандарты SDH (Synchronous Digital Hierarchy)

SDH — это стандарт для высокоскоростных высокопроизводительных оптических сетей связи. Синхронная цифровая система предназначена для обеспечения простой, экономичной и гибкой инфраструктуры первичной сети связи. По мере роста скоростей передачи и развития структуры традиционных плезиохронных систем все больше стали проявляться присущие им недостатки.

Технология синхронной цифровой иерархии первоначально была разработана в 1984 г. компанией *Bellcore* под названием «Синхронные оптические сети» — Synchronous Optical Network, SONET. Затем в 1986 г. эта технология была стандартизирована комитетом T1 ANSI. Сеть базируется на использовании потока OC-1 (Optical Channel), имеющего скорость 51,84 Мбит/с и называемого здесь STS-1 (Synchronous Transport Signal — синхронным транспортным сигналом).

Международная стандартизация технологии проходила под эгидой Европейского института телекоммуникационных стандартов (ETSI) и ССИТТ совместно с ANSI и ведущими телекоммуникационными компаниями Америки, Европы и Японии. Основной целью разработчиков международного стандарта было создание такой технологии, которая позволяла бы передавать трафик всех существующих цифровых каналов (как американского, так и европейского стандартов) в рамках высокоскоростной магистральной сети на волоконно-оптических кабелях и обеспечила бы иерархию скоростей, продолжающую иерархию технологии PDH до скорости в несколько гигабит в секунду.

В 1980 г. МККТТ (предшественник МСЭ-Т) разработал рекомендации по единой синхронной цифровой иерархии SDH — спецификации G.707-G.709, а также доработал стандарты SONET таким образом, что аппаратура и стеки SDH и SONET стали совместимыми и могут мультиплексировать входные потоки практически любого стандарта PDH, как американского, так и европейского. В терминологии и начальной скорости технологии SDH и SONET остались расхождения, но это не мешает совместимости аппаратуры разных производителей, а технология SONET/SDH фактически стала считаться единой. В России применяются стандарты и адаптированная терминология SDH на наиболее общей форме SDH, определенной ETSI для Европы, но широко используемый повсюду. Японская версия SDH незначительно отличается от европейской.

В стандарте SDH цифровые потоки имеют название «Синхронный транспортный модуль» (STM — Synchronous Transport Module). В табл. 3.1 показано соответствие между иерархиями SONET и SDH.

Уровень **OC-1** иногда обозначают как STM-0 и реализуют мультиплексорами SDH, хотя его **нет в стандарте G.707**. В стандарте нет также промежуточных уровней STM-2, STM-8, STM-32, STM-128, которые соответствовали бы уровням OC-6, OC-24, OC-96, OC-384.

Скорости потоков SONET и SDH

SDH	SONET	Скорость потока
STM-0 или STM-1/3	STS-1/ OC-1	51,84 Мбит/с
STM-1	STS-3с	$3 \times 51,84 = 155,52$ Мбит/с
STM-4	STS-12с	$12 \times 51,84 = 622,08$ Мбит/с
STM-16	STS-16с	$16 \times 51,84 = 2438,32$ Мбит/с
STM-64	STS-192	$192 \times 51,84 = 9953,28$ Мбит/с

Когда базовые сигналы OC-1/STS-1 мультиплексируются в OC-3/STS-3, последний становится идентичным в формате кадра и базовой скорости сигналу STM-1. Однако остается разница в обработке указателей.

Как видно из табл. 3.1, стандарт SONET начинается со скорости 51,84 Мбит/с, а стандарт SDH — со скорости 155,52 Мбит/с, равной утроенной начальной скорости SONET. Международный стандарт определил начальную скорость иерархии в 155,52 Мбит/с, чтобы сохранялась стройность и преемственность технологии SDH с технологией PDH — в этом случае канал SDH может передавать данные уровня E-4, скорость которых равна 139,264 Мбит/с. Любая скорость технологии SONET/SDH кратна скорости STS-1. Некоторая избыточность скорости 155,52 Мбит/с для передачи данных уровня E-4 объясняется большими накладными расходами на служебные заголовки кадров SONET/SDH.

Кадры данных технологий SONET и SDH, называемые также циклами или фреймами, по форматам совпадают начиная с общего уровня STS-3/STM-1. Эти кадры обладают весьма большой избыточностью, так как передают значительное количество служебной информации, которая обеспечивает:

- гибкую схему мультиплексирования потоков данных разных скоростей, позволяющих вставлять (*add*) и извлекать (*drop*) пользовательскую информацию любого уровня скорости, не демultiplexируя весь поток;
- отказоустойчивость сети;
- поддержку операций контроля и управления на уровне протокола сети;
- синхронизацию кадров в случае небольшого отклонения частот двух сопрягаемых сетей.

Основным **отличием** системы SDH от системы PDH является переход на новый принцип мультиплексирования. В системе SDH производится синхронное побайтное мультиплексирование/демultiplexирование, которое позволяет организовывать непосредственный доступ к каналам PDH, передаваемым в сети SDH. Это довольно важное и простое нововведение в технологии привело к тому, что в целом технология мультиплексирования в сети SDH намного сложнее, чем технология в сети PDH, усилились требования по синхронизации и параметрам качества среды передачи и системы передачи, а также увеличилось коли-



чество параметров, существенных для работы сети. Как следствие, методы эксплуатации и технология измерений SDH намного сложнее аналогичных для PDH.

С прикладной точки зрения технология SDH обладает несомненными преимуществами по сравнению с технологией PDH, поскольку она:

- **предусматривает прямое мультиплексирование и демultipлексирование потоков PDH**, так что на любом уровне иерархии SDH можно выделять загруженный поток PDH без процедуры пошагового демultipлексирования. Процедура прямого мультиплексирования называется также процедурой ввода-вывода;

- **опирается на стандартные оптические и электрические интерфейсы**, что обеспечивает лучшую совместимость оборудования различных фирм-производителей; сеть использует ВОК, не подверженный действию электромагнитных помех;

- **позволяет объединить системы PDH европейской и американской иерархии**, обеспечивает полную совместимость с существующими системами PDH и в то же время дает возможность будущего развития систем передачи, поскольку обеспечивает каналы высокой пропускной способностью для передачи ATM, MAN, HDTV и т.д.;

- **обеспечивает лучшее управление и самодиагностику первичной сети**. Большое количество сигналов о неисправностях, передаваемых по сети SDH, дает возможность построения систем управления на основе платформы TMN. Технология SDH обеспечивает возможность управления сколь угодно разветвленной первичной сетью из одного центра. Архитектура и гибкое управление сетями позволяют использовать защищенный режим работы, допускающий два альтернативных пути распространения сигнала с почти мгновенным переключением в случае повреждения одного из них, а также обход поврежденного узла сети, что делает эти сети самовосстанавливающимися;

- **предоставляет выделение полосы пропускания по требованию** — сервис, который раньше осуществлялся только по заранее (например, за несколько дней) спланированной договоренности, теперь может быть предоставлен в считанные секунды путем переключения на другой (широкополосный) канал;

- **обеспечивает прозрачность для передачи любого трафика** — факт, обусловленный использованием виртуальных контейнеров для передачи трафика, сформированного другими технологиями, включая самые современные: *Frame Relay*, IP, ISDN и ATM;

- **обладает универсальностью применения** — технология может быть использована как для создания глобальных сетей или глобальной магистрали, так и для компактной кольцевой корпоративной сети, объединяющей ряд локальных сетей;

- **характеризуется простотой наращивания мощности** — при наличии универсальной стойки для размещения аппаратуры переход на следующую, более высокую скорость иерархии осуществляется просто вставкой новых (рассчитанных на большую скорость) карт-блоков.

## 3.2. Особенности SDH

1. В качестве **входных каналов доступа** принимаются потоки плезиохронной иерархии, называемые здесь «компонентными сигналами (*tributary signals*)».

Объединенный стандартный ряд каналов доступа имеет следующий вид:

- канал  $H_1$ : потоки  $H_{11}=T1$  (1,544 Мбит/с),  $H_{12}=E1$  (2,048 Мбит/с);
- канал  $H_2$ : потоки  $H_{21}=E3$  (34,368 Мбит/с),  $H_{22}=T3$  (44,736 Мбит/с);
- канал  $H_4=E4$  (139,264 Мбит/с);
- канал  $T2$  (6,312 Мбит/с);
- поток ячеек (*cells*) в режиме АТМ (асинхронном режиме передачи).

2. Структура кадра (*frame*) представляет собой последовательное вложение (**инкапсуляцию**) контейнеров (или их групп) малого размера в поля полезной нагрузки (**Payload**) контейнеров большого размера. По типоразмеру контейнеры делятся на 4 уровня, соответствующие уровням PDH. На контейнер должен «наклеиваться» ярлык — заголовок, содержащий управляющую информацию для сбора статистики прохождения контейнера. Контейнер с таким ярлыком используется для переноса информации, т.е. является логическим, а не физическим объектом, поэтому его называют виртуальным контейнером. Дополнительно к процедуре инкапсуляции из нескольких кадров (фреймов) могут быть составлены новые (более крупные) образования — **мультикадры** (мультифреймы).

Положение виртуального контейнера в поле более крупного контейнера может определяться с помощью **указателей** (Pointers), позволяющих устранить противоречие между фактом синхронности обработки и возможным изменением положения контейнера внутри поля полезной нагрузки. Указатель дает контейнеру некоторую степень свободы, т.е. возможность «плавать» под действием непредвиденных временных задержек, или процедуры согласования скоростей, но при этом гарантирует, что он не будет потерян.

С помощью процедуры сцепления (**конкатенации**) контейнеров в единый блок данных может быть создан один непрерывный контейнер, используемый для нестандартной полезной нагрузки Payload и отличающийся от основного контейнера наличием соответствующего индекса. Указанная возможность позволяет, с одной стороны, оптимизировать использование имеющейся номенклатуры контейнеров для размещения нестандартной полезной нагрузки, с другой — позволяет легко приспособить технологию к передаче новых типов нагрузок, неизвестных на момент ее разработки.

3. **Скорость** потока STM-N рассчитывается таким образом, чтобы она была выше скорости наиболее скоростного потока PDH (139,264 Мбит/с) и была кратна скорости потока OC-1, т.е. кратна 51,84 Мбит/с. Нетрудно видеть, что такая скорость равна  $N \times 155,52$  Мбит/с. Поделив полученную скорость на скорость основного цифрового канала (64 кбит/с), получим количество байт (2430), содержащихся в формате потока STM-1. Принято представлять этот формат в виде прямоугольной таблицы размером 9 строк по 270 байт в каждой, которая считывается строка за строкой слева направо, сверху вниз (рис. 3.1) [11].

4. В формате потоков STM-N выделяются **отдельные поля заголовков**. Так, в STM-1 поле заголовков имеет размер (9×9) байт. Три верхние строки (рис. 3.1) отводятся для RSOH (Regenerator Section Over Head — заголовок регенераторной секции). В следующую строку записывается PTR (Pointer — указатель). Пять нижних строк поля заголовков отводятся для MSOH (Multiplexer Section Over Head — заголовок мультиплексорной секции).

Первый вариант стандарта G.709, использующий все возможные компонентные потоки, принят в 1988 г. Очень скоро проявился крупный недостаток версии — наличие большого количества альтернативных путей формирования потоков STM. Так, имелось семь возможных путей формирования STM-1 из компонентных потоков (трибов).

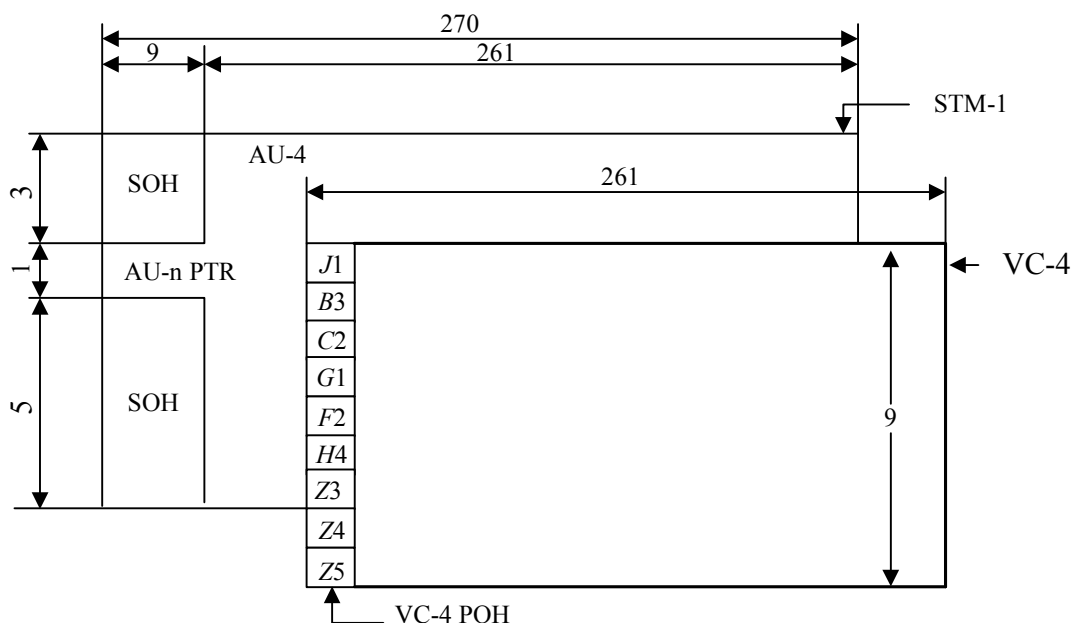


Рис. 3.1. Структура кадра STM-1 и поля блоков AU-4 и VC-4

Второй вариант стандарта был принят в 1991 г., он более лаконичен и исключает компонентный поток E2=8448 Мбит/с. Третий вариант, включающий потоки E4, E3/T3, T2, E1, T1, принят в 1993 г. согласно протоколам G.708 и G.709 (*White Book*) и действует поныне (рис. 3.2, 3.3) [11]. Из трибов PDH в нём исключен триб E2, а триб T2, хотя и остался в общей схеме мультиплексирования, поддерживается только версией ITU-T и исключен из версии ETSI (European Telecommunication Standards Institute).

**В версии ETSI** отсутствуют блоки, характерные для SONET: альтернативная ветвь формирования AUG из блоков C-3 — «VC-3...AU-3», а также блоки C-2, VC-2, TU-2.

В обобщенной схеме мультиплексирования используются следующие основополагающие обозначения:

C-n — контейнеры уровня n ( $n = 1, 2, 3, 4$ );

VC-n — виртуальные контейнеры уровня n ( $n = 1, 2, 3, 4$ );

TU-n — компонентные блоки уровня n ( $n = 1, 2, 3$ );

TUG-n — группы компонентных блоков уровня n ( $n = 2, 3$ );

AU- $n$  — административные блоки уровня  $n$  ( $n = 3,4$ );

AUG — группа административных блоков.

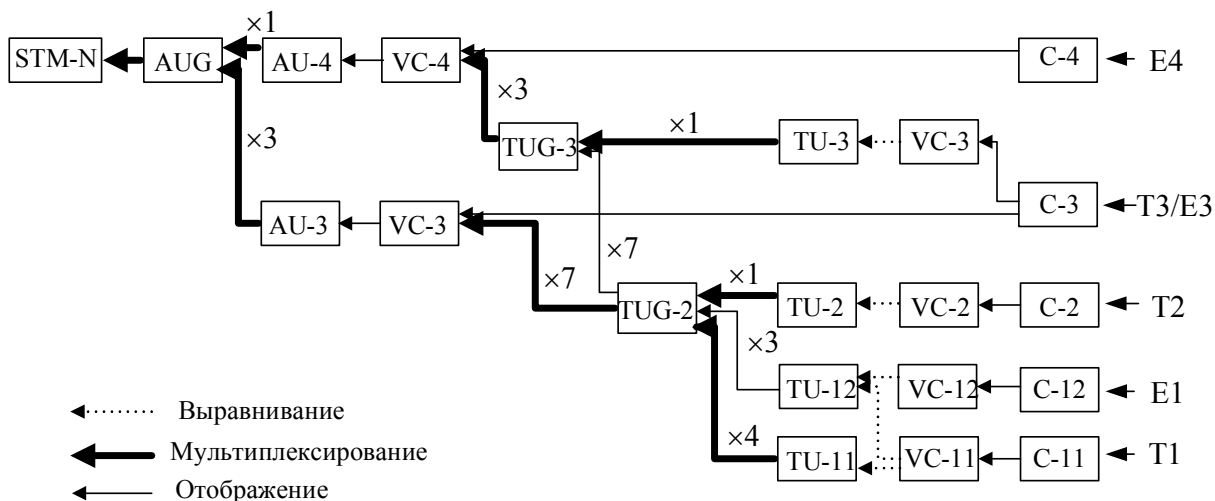


Рис. 3.2. Общая схема мультиплексирования компонентных сигналов PDH в технологии SDH (редакция ITU-T 1993 г.)

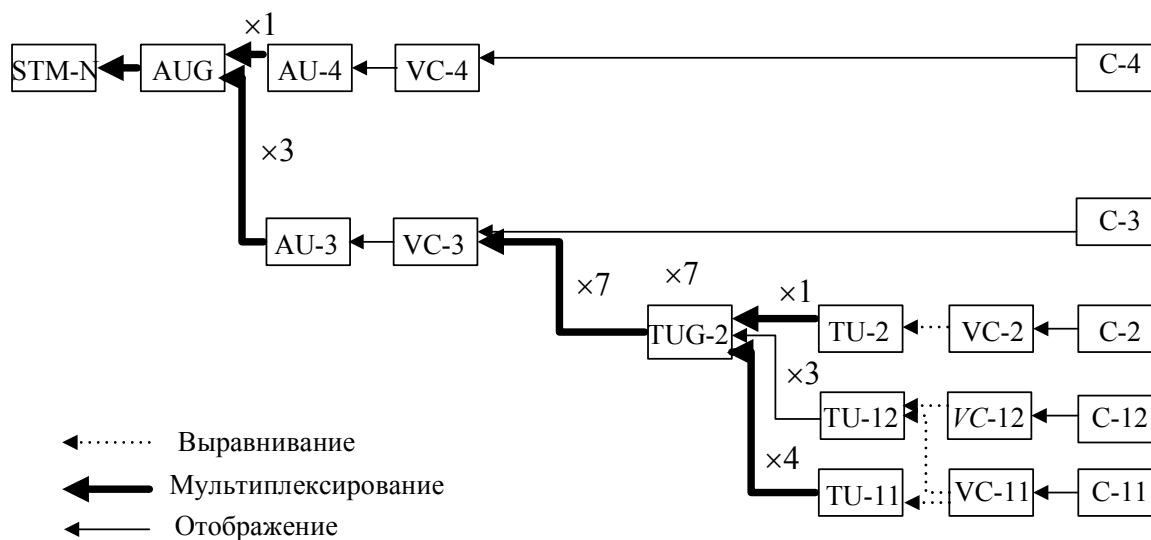


Рис. 3.3. Схема мультиплексирования PDH трибов в технологии SONET/SDH (редакция ITU-T 1993г.)

На самом низком уровне предусмотрены контейнеры C- $n$ , где величина  $n$  варьируется от 1 до 4, при этом контейнер C-1 разбивается на контейнер C-11, инкапсулирующий поток **T1** (1,544 Мбит/с), и контейнер C-12, инкапсулирующий поток **E1** (2,048 Мбит/с). Этот базовый элемент сигнала STM представляет собой группу байтов, выделенных для переноса сигналов со скоростями по рекомендации G.702. Другими словами, это входные сигналы SDH-мультиплексора.

Данные сигналы преобразуются в так называемые **виртуальные контейнеры** (VC- $n$ ), где  $n$  варьируется от 1 до 4 (контейнер VC-1 разбивается на контейнеры VC-11 и VC-12). Виртуальные контейнеры низкого порядка формируются из контейнера C-1 или

C-2 и дополнительной емкости для **трактового заголовка (РОН — Path Overhead)**. В виртуальные контейнеры высокого порядка ( $n = 3$  или  $n = 4$ ) вместо C-n может входить также сборка компонентных блоков (TUG). РОН включает в себя информацию для контроля характеристик VC, сигналы для техобслуживания и признаки тревожных ситуаций. В случае VC высокого порядка в РОН входят еще и признаки структуры мультиплексирования.

**Компонентный блок (TU-n)**, где  $n$  варьируется от 1 до 3, состоит из VC и указателя компонентного блока и обеспечивает сопряжение уровней высокого и низкого порядка. Значение указателя определяет согласование фазы VC с добавленным к нему РОН компонентного блока. Группа компонентных блоков (TUG-n), где  $n = 2$  или  $n = 3$ , — это группа идентичных TU или TUG, позволяющая осуществлять объединение полезной нагрузки.

**Административный блок (AU-n)**, где  $n = 3$  или  $n = 4$ , состоит из VC-3 или VC-4 и указателя AU. Он обеспечивает сопряжение путей более высокого порядка и уровня секции с мультиплексированием. Значение указателя определяется согласованием фазы VC-n с кадром STM-1. Группа административных блоков (AUG) — группа AU с чередующимися байтами — занимает фиксированное положение в нагрузке STM-1. Синхронный транспортный модуль (STM-N) содержит  $n$  групп AUG с информацией о **секционном заголовке SOH (Section Overhead)**, касающейся кадрирования, обслуживания и работы.  $N$  групп AUG чередуются через один байт и находятся в фиксированном положении по отношению к STM-N.

### 2.3. Особенности реализации радиорелейных линейных SDH систем

Технология SDH не ограничивает использование в качестве среды передачи только волоконно-оптических кабелей (ВОК). В последнее время широкое распространение получило использование радиоканалов для организации радиорелейных линейных сетей SDH. Радиорелейные каналы имеют большие перспективы для замены радиорелейных PDH систем, возможности более эффективного взаимодействия с существующими SDH системами, оптимизации схем сетей SDH на сложных для прокладки ВОК участках, организации альтернативных путей передачи SDH сигналов и резервирования существующих волоконно-оптических SDH линий.

Многие компании, производящие SDH оборудование, такие как Alcatel, ECI, NEC, Siemens, имеют и SDH PPL системы, например:

**Alcatel:**

1) Радиорелейная микроволновая система SDH «96xx», включающая следующие модификации:

- LH — система уровня STM-1 с длинными межстанционными секциями;
- UH — система уровня STM-1 для работы в городских условиях;
- LM — система уровня OC-1 для работы с сетями доступа;
- UM — система уровня OC-1 для работы в городских условиях.

2) Транспортная радиорелейная система «9667 TH» уровня STM-1;

ECI: радиорелейные системы SDH «SDH-Radio» уровня STM-1 и STM-4;

**NEC:** радиорелейная система передачи сигналов SDH уровня STM-1 или сигналов PDH E4.

Две компании — NEC и Siemens — использовали свои SDH PPI системы в России на линиях SDH Москва — Хабаровск и Москва — Новороссийск.

Магистральные SDH PPI до последнего времени использовали уровень STM-1. При необходимости обеспечить большую емкость применялись  $N$  каналов STM-1. В последнее время в связи с принятием новых версий рекомендаций ITU-T G.7xx (Белая книга) появилась возможность использовать нулевой уровень SDH — STM-0 (соответствующий уровню SONET OC-1). Он больше известен не как новый уровень SDH, а как особый формат **STM-RR** синхронного транспортного модуля STM со скоростью передачи 51,840 Мбит/с, который не может использоваться на интерфейсах кабельных сетевых узлов SDH.

Структура фрейма STM-RR, описанная в рекомендации G.708 (рис. 3.4) [11], содержит виртуальный контейнер VC-3 с добавленными столбцами фиксированного наполнителя (столбцы 30 и 59). Этот контейнер используется в качестве нагрузки административного блока AU-3, который формирует структуру модуля STM-RR, как это показано на обобщенной схеме, представленной на рис. 3.5. Модуль называется «субпервичным», а схема его формирования, приведенная в соответствии со стандартом ETSI, не содержит ветви (VC-11...TU-11), вместо которой используется ветвь (VC-11...TU-12).

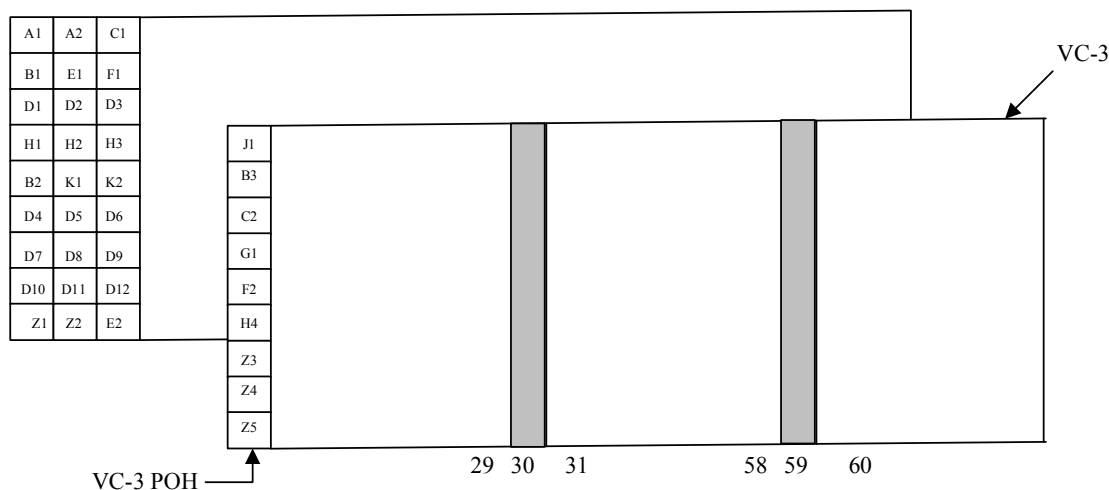


Рис. 3.4. Структура фрейма STM-RR и его полезная нагрузка VC-3

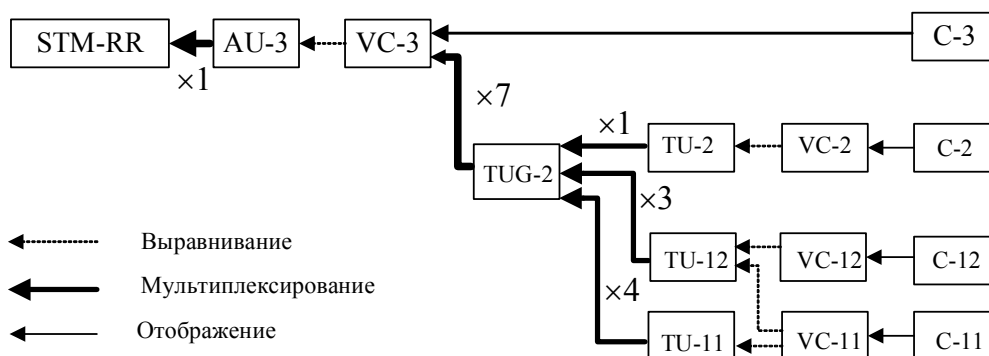


Рис. 3.5. Схема мультиплексирования при формировании STM-RR [11, с. 83]

Схема перехода от модуля STM-RR к модулю STM-1 приведена на рис. 3.6. Эта схема перехода рекомендуется для использования на интерфейсах сетевых узлов российских сетей. Она осуществляет демультиплексирование STM-RR до уровня TUG-2 или C-3 и последующее мультиплексирование по схеме TUG-2→TUG-3 или по схеме C-3→VC-3→TU-3→TUG-3, а далее в обоих случаях по стандартной схеме TUG-3→VC-4→AU-4→AUG→STM-1.

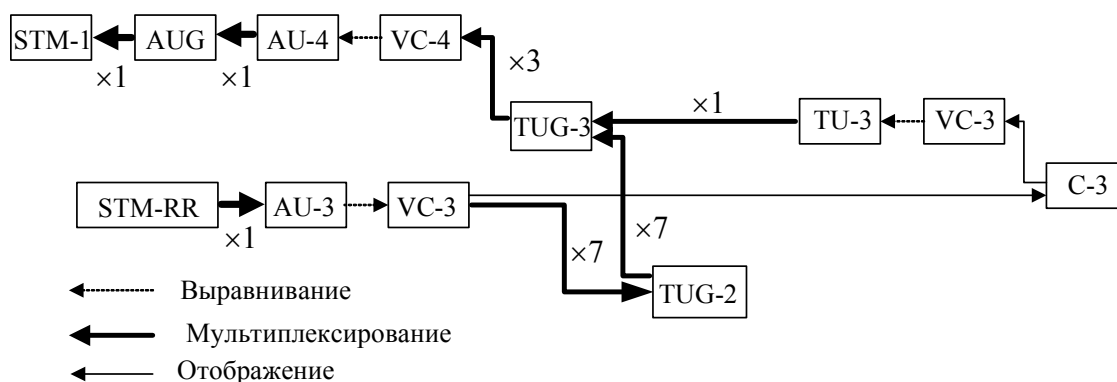


Рис. 3.6. Схема перехода от модуля STM-RR к модулю STM-1

Следует заметить, что модуль STM-0 уже используется в качестве компонентного сигнала SDH нулевого уровня в аппаратных реализациях мультиплексоров SDH новой генерации, давая возможность реализовать простую и гибкую связь между PPL SDH, использующими скорость 51,840 Мбит/с, и стандартными сетями SDH.

### 3.4. Формирование модуля STM-1 из E4

На первом этапе поток E4 инкапсулируется в контейнер C-4, размер которого 2340 байт (9 строк по 260 байт в строке). Размер потока E4 2176 байт. Разница размеров (называемая здесь «сверхёмкостью») составляет 164 байта. Эти байты используются для служебных целей. В их состав входят:

- биты сообщения о выравнивания скоростей, а также о типе выравнивания, необходимые для того, чтобы компенсировать различия в скоростях тактового сигнала и сигнала, входящего в состав контейнера C-4;
- ФБС (фиксированные биты и байты согласования), т.е. балластная нагрузка;
- биты контроля согласования;
- биты заголовка.

Согласно схемам рис. 3.2, 3.3 виртуальный контейнер VC-4 образуется добавлением к контейнеру C-4 трактового заголовка POH (рис. 3.7,а). Тракт — это маршрут, которым контейнер проходит по сети. На следующем этапе формирования, в результате добавления к виртуальному контейнеру VC-4 указателя блока AU-4, состоящего из 9 байт (рис. 3.7,б), образуется административный блок AU-4. Указатель PTR (Pointer) содержит номер того байта (или группы байтов), начиная с которого виртуальный контейнер VC-4 размещается

в поле административного блока AU-4. Процедура согласования скоростей потоков предусматривает возможность изменения номера этого байта. Поэтому говорят, что VC-4 может «плавать» в поле AU-4. Байты PTR AU-4, местоположение которых показано на рис. 3.7, в, имеют следующие значения:

**H1** и **H2** — байты, фиксирующие значение указателя;

**H3** — байты отрицательного выравнивания скоростей;

$Y = 1001xx11$ ;  $U = 11111111$ .

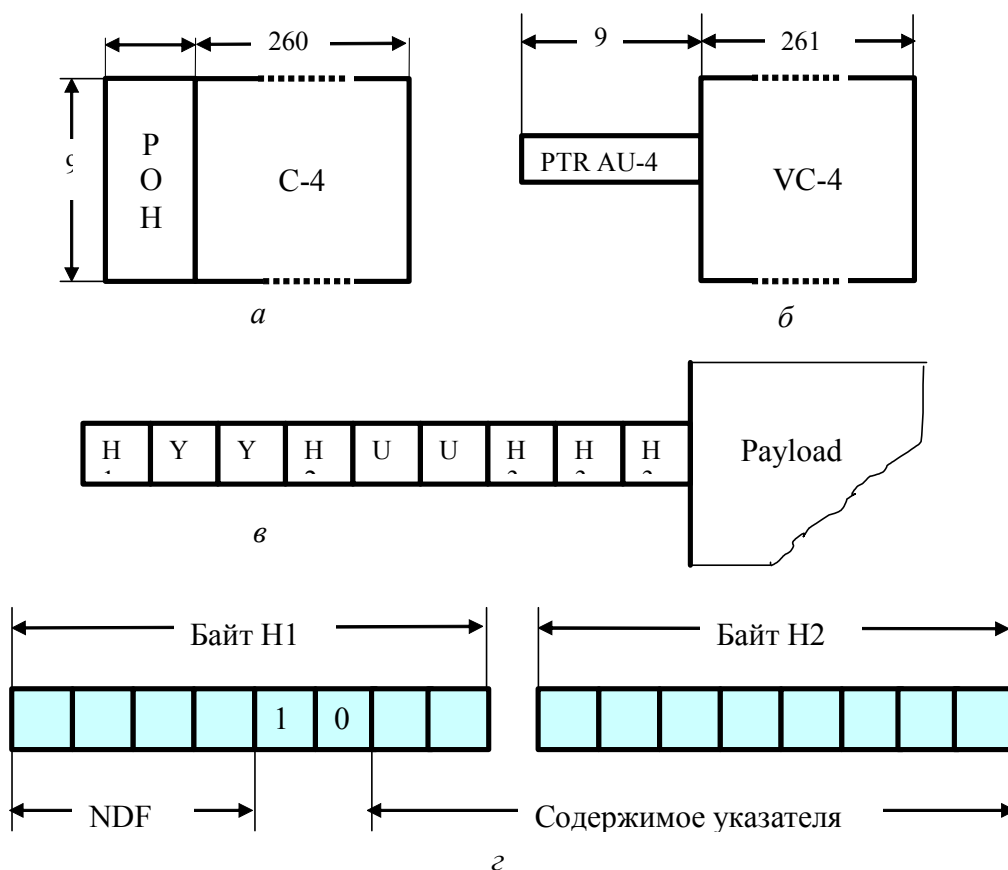


Рис. 3.7. Формирование контейнеров C-4, VC-4 и AU-4 из потока E4:  
 а — VC-4; б — AU-4; в — PTR AU-4; з — структура байтов H1 и H2 указателя PTR AU-4

Основную смысловую нагрузку в процедуре согласования скоростей выполняет комбинация байтов **H1** и **H2** (рис. 3.7, з). Как было отмечено выше, указатель содержит номер того байта (или группы байтов), начиная с которого виртуальный контейнер VC-4 размещается в поле административного блока AU-4. Для поля указателя в комбинации **H1–H2** отведено 10 бит, что позволяет максимально записать номер 1023. Размер виртуального контейнера равен  $261 \times 9 = 2349$  байт. Поэтому байты виртуального контейнера разбиты на «триады» — группы по 3 байта. Общее количество триад равно  $2349 : 3 = 783$ . Дополнительно такое разбиение позволяет достичь совместимости между иерархиями SONET и SDH. Таким образом, значения указателя лежат между нулём (0000000000) и 782 (1100001110). Счёт триад (с номера 0) начинается с начала четвёртой строки матрицы полезной нагрузки (с триады, расположенной сразу же за **H3**). Номер последней триады, расположенной в текущем AU-4,



равен 521. Следовательно, номер триады в начале первой строки текущего AU-4 равен 522. Все 783 триады полезной нагрузки располагаются в двух кадрах.

Первые четыре бита комбинации **H1-H2** носят название **флага новых данных** (*NDF* — *New Data Flag*). В обычном состоянии логические состояния этих бит 0110. Инверсия указанных логических состояний (1001) означает новое значение указателя.

Согласование скоростей (компенсация различий в фазах и тактовых частотах структуры нагрузки, VC-4, и структуры транспортировки, STM-1) происходит в течение нескольких кадров STM-1. После того как расхождение скоростей зафиксировано, **в первом кадре** следует команда о положительном или отрицательном выравнивании. Положительное выравнивание имеет место, когда скорость считывания (тактовая частота структуры транспортировки) больше, чем скорость записи (тактовая частота структуры нагрузки). В противном случае имеет место отрицательное выравнивание. Командой к выравниванию является инвертирование битов номера указателя. При отрицательном выравнивании инвертируются все чётные биты номера, называемые битами D (Decrement — уменьшение), а при положительном — все нечётные биты, носящие название битов I (Increment — увеличение). При приёме информация о наличии выравнивания в рамках каждого способа считается достоверной, если по крайней мере 3 из 5 битов (либо битов D, либо I) оказываются инвертированными.

**В следующем кадре** величина указателя либо увеличивается на единицу (при положительном выравнивании), либо уменьшается на единицу (при отрицательном выравнивании). Одновременно с этим нулевая триада либо заполняется балластными (не информационными битами) при положительном выравнивании, либо записывается на служебные позиции — 3 байта **H3** заполняются информационными битами при отрицательном выравнивании.

После этой процедуры **для трёх последующих кадров** не допускается изменение величины указателя.

### 3.5. Формирование модуля STM-1 из потоков E1 по версии ETSI

Согласно схеме рис. 3.2 поток STM-1 формируется из 63 потоков E1 (результатирующий коэффициент мультиплексирования равен  $3 \times 7 \times 3 = 63$ ).

Вначале формируется контейнер C-12 из канала доступа, предназначенного для триба E1. К этой последовательности в процессе формирования C-12 возможно добавление выравнивающих бит, а также других фиксирующих, управляющих и упаковывающих бит. Ясно, что емкость C-12 должна быть больше 32 байт, фактически она в зависимости от режима преобразования VC-12 в TU-12 будет больше или равна 34 байтам. Примем размер контейнера C-12 равным 34 байтам.

Далее к контейнеру C-12 добавляется маршрутный заголовок VC-12 РОН длиной в один байт (обозначаемый V5) с указанием маршрутной информации, используемой в основном для сбора статистики прохождения контейнера. В результате формируется виртуальный контейнер VC-12 размером 35 байт.

Формально добавление указателя TU-12 PTR длиной в один байт к виртуальному контейнеру VC-12 превращает его в транспортный блок TU-12 длиной 36 байтов (логически это удобнее представить в виде двумерной таблицы (матрицы) или **фрейма** 9×4 байтов). Преобразование виртуального контейнера VC-12 (так же, как и VC-11 и VC-2) в транспортный блок TU-12 (или соответственно в блоки TU-11 и TU-2) и последующее мультиплексирование могут проходить по двум схемам, или в двух режимах: **плавающим и фиксированным**. Плавающий режим является средством гибкого **динамического выравнивания** положения контейнера внутри структуры, в которую он погружен. Фиксированный режим, более простой по структуре TU-n или TUG, **исключает любую несинхронность** при транспортировке контейнера.

Для обеспечения **плавающего** режима формируется **мультикадр** (мультифрейм), состоящий из нескольких фреймов, в «границах» которого мог бы «плавать» контейнер нижнего уровня (C-11, C-12, C-2). При создании такого мультифрейма допускаются три варианта отображения трибов на его структуру: **асинхронное, бит-синхронное и байт-синхронное** (последнее проработано только для T1/E1). Варианты отображения устанавливаются операторами сети, причем по умолчанию используется асинхронное отображение. Бит-синхронное размещение используется для сигналов, не имеющих байтовой (октетной) структуры, и не рекомендуется для международных соединений. Байт-синхронный вариант для триба E1 имеет две опции: одна соответствует PDH-трибу с **внутриканальной сигнализацией CAS** (19-й байт 140-байтного фрейма TU), другая — с **сигнализацией по общему каналу CCS** (используется сигнализация OKC-7).

Для контейнеров VC-12 **мультифрейм** формируется из четырех последовательных фреймов VC-12. Он имеет период повторения 500 мкс и составную длину **140 байтов**,  $35 \times 4 = 140$  (рис. 3.8, 3.9).

Начальная фаза **мультифрейма VC-12** определяется байтом **индикатора положения нагрузки** H4 в заголовке PОН контейнера верхнего уровня VC-4.

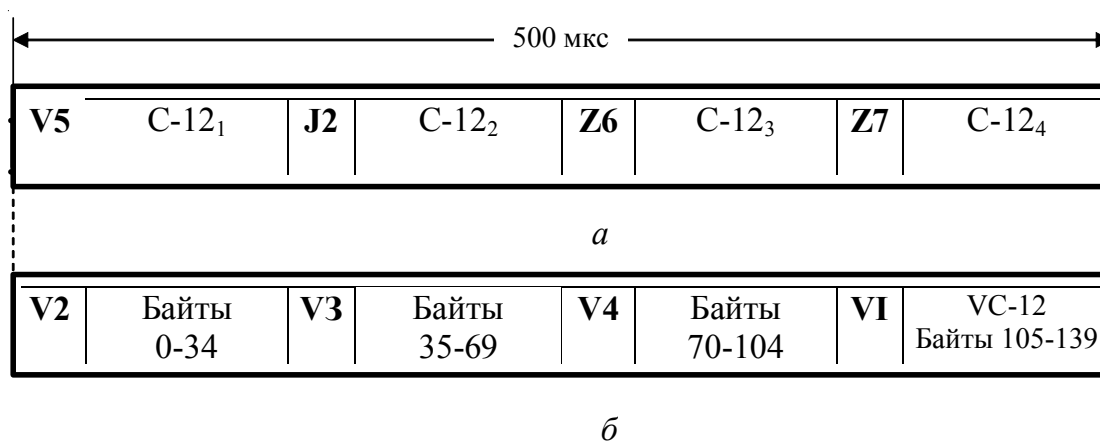


Рис. 3.8. Структура мультикадров VC-12 и TU-12 в плавающем режиме:  
а — мультикадр VC-12; б — мультикадр TU-2

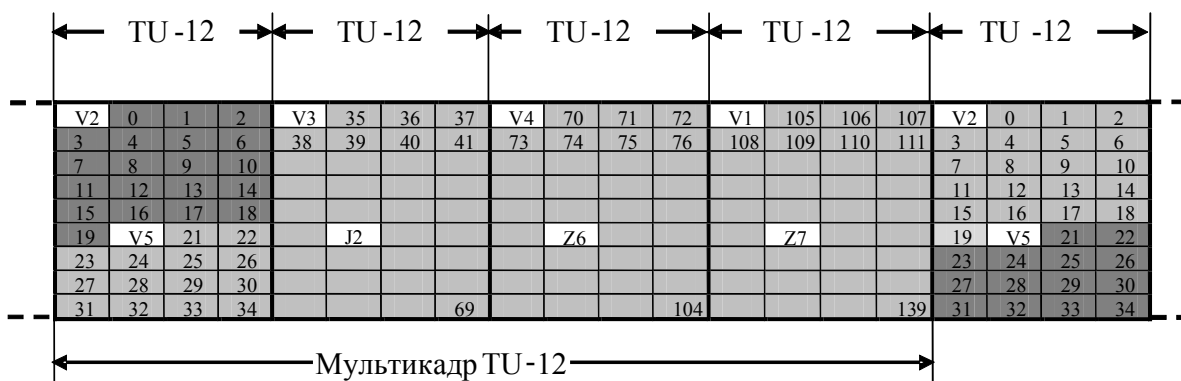


Рис. 3.9. Инкапсуляция мультикадра VC-12 в мультикадр TU-12

В мультифрейме каждый фрейм имеет заголовок длиной в один байт, из этих заголовков фактически используется только заголовок первого фрейма **V5**. Остальные заголовки, обозначаемые **J2**, **Z6** и **Z7**, зарезервированы формально: **J2** — байт контроля исправности VC-12; **Z6** — байт повышения качества; **Z7** — резервный байт. Внутренняя структура фреймов VC-12<sub>n</sub> мультифрейма различна в зависимости от варианта отображения.

Этот мультифрейм является основой для формирования транспортного блока TU-12. В нем перед заголовком каждого фрейма VC-12 дополнительно помещаются **указатели TU-12 PTR** (они обозначаются как **V1**, **V2**, **V3** и **V4**) длиной в один байт. В результате формируется **мультифрейм TU-12** с периодом повторения 500 мкс и составной длиной **144 байта**. Указатель **V4** является резервным полем, а **V3** используется для выравнивания.

Указатели **V1** и **V2** составляют одно общее 16-битное поле, назначение бит в котором следующее (слева-направо) (рис. 3.10):

- биты **1–4** (биты **N**) — **флаг новых данных NDF** (изменение его нормального значения «0110» на инверсное «1001» сообщает, что под действием нагрузки изменилось выравнивание, а возможно, и размер TU);
- биты **5–6** (биты **S**) — **указатель типа транспортного блока TU** (для TU-12 это последовательность «10», для TU-11 — 11 и для TU-2 — «00»);

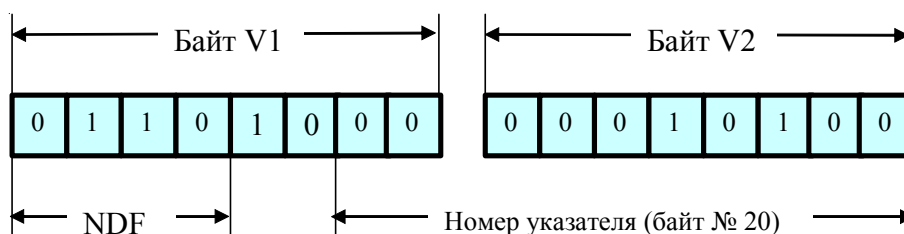


Рис. 3.10. Структура байтов V1 и V2 в примере рис. 3.9

- биты **7–16** — **собственно указатель TU-n PTR** (десятибитовый); для TU-12 величина записанного в нём номера в десятичном исчислении может изменяться в диапазоне 0÷139 (для TU-12 — 0÷103, для TU-2 — 0÷427). Этот указатель определяет положение первого фрейма VC-12 после указателя V2 в мультифрейме TU-12. На рис. 3.9 и 3.10 зафиксирована величина указателя 20. Это означает, что начальный байт V5 мультифрейма VC-12

помещается в байт с номером 20 поля мультифрейма TU-12. Для осуществления процедуры выравнивания скоростей биты 7-16 представляют в виде чередующейся последовательности I/D бит, где I (*increment*) — биты **положительного** выравнивания (биты №7,9,11,13,15), а D (*decrement*) — биты **отрицательного** выравнивания (биты № 8,10,12,14,16). При формировании команды положительного согласования скоростей в номере указателя инвертируются биты I, а инвертирование битов D означает команду к отрицательному согласованию. Команда считается достоверной, если по крайней мере 3 из 5 бит (I или D) оказываются инвертированными. В следующем кадре после идентификации команды величина номера указателя изменяется на единицу (увеличивается при положительном и уменьшается при отрицательном согласовании).

Выравнивание осуществляется по отношению ко всему мультифрейму VC-12 и при **положительном** режиме он сдвигается от V3 к V4 на один байт, для чего используется байт-стаффинг в байт №35, следующий за V3, а при **отрицательном** сдвигается на один байт от V4 к V3, для чего «лишний» информационный байт записывается на поле указателя V3 (в этом случае оно интерпретируется как поле данных).

В **фиксированном** режиме указатели не используются и мультифрейм не формируется. Для такого режима может быть использовано как **бит-синхронное, так и байт-синхронное** отображения. Последний вариант не используется в сетях с вводом/выводом VC-1. В фиксированном режиме TU-12 представляется в виде фрейма с исходным периодом повторения 125 мкс и длиной 36 байтов, из которых первый байт (обозначаемый как R) условно содержит образы V1, V2, V3, V4, а второй (также R) — образы V5, J2, Z6, Z7 (рис. 3.11).

На следующем шаге в результате байт-мультиплексирования трёх блоков TU-12, принадлежащих различным мультикадрам, образуется **групповой транспортный блок** TUG-2 с суммарной длиной последовательности 108 байтов ( $36 \times 3 = 108$ ). Логически структуру TUG-2 также удобнее представить в виде фрейма  $9 \times 12$  байтов.

Далее согласно версии ETSI семь TUG-2 побайтно объединяются в один TUG-3. Образуется поле ( $108 \times 7 = 756$ ) в виде кадра ( $9 \times 84$ ) байтов, к началу которого добавляются два столбца, содержащие поля:

- **индикатора нулевого указателя** NPI (Null Pointer Indication);
- **фиксированных байтов согласования** FS (рис. 3.12).

Поле NPI [13] содержится в первых трёх байтах первого столбца и используется для того, чтобы различать TUG-3, составленные из TUG-2 и TU-3. В случае TUG-2 первый байт поля NPI равен  $1001xx11$ , где  $x$  — неопределённый бит. Второй байт равен  $11100000$ . Величина третьего байта не стандартизирована. В случае TU-3, вследствие его большого объёма, в TUG-3 мультиплексируется всего один блок и поле NPI замещается равным по расположению и размеру полем указателей H1, H2 и H3 PTR TU-3.

Таким образом, фрейм TUG-3 имеет длину 774 байта ( $7 \times 108 + 3 + 15 = 774$ ), что соответствует фрейму  $9 \times 86$  байтов.

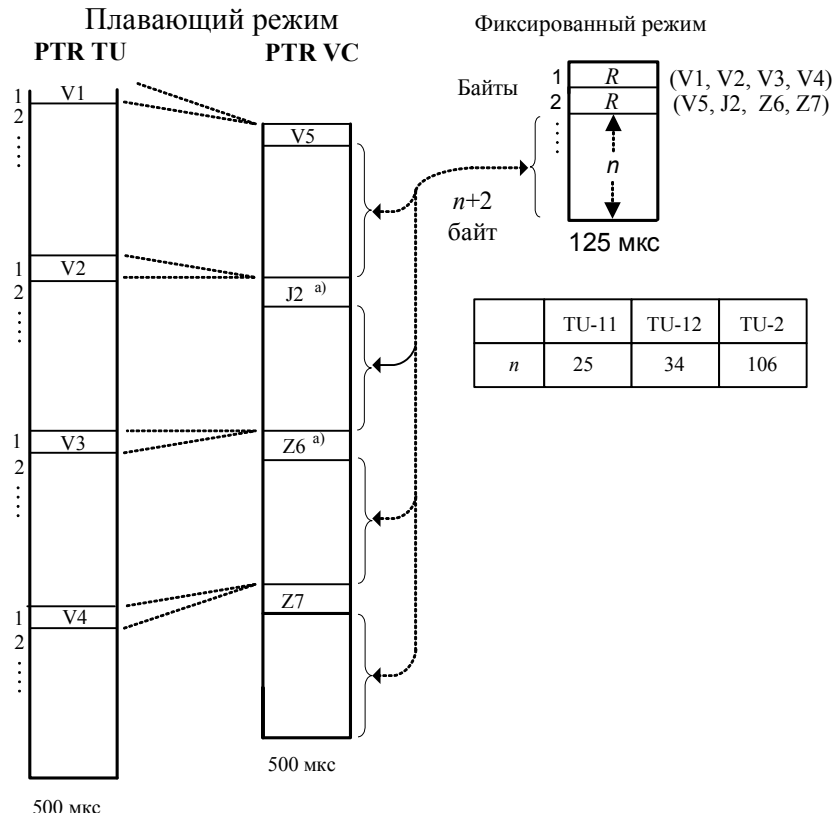


Рис. 3.11. Соответствие плавающего и фиксированного режимов блоков TU

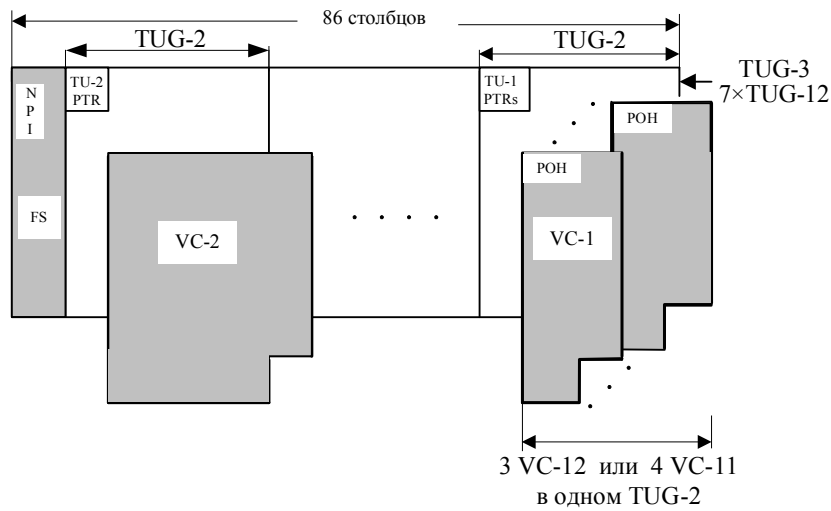


Рис. 3.12. Формирование блока TUG-3

Далее происходит формирование виртуального контейнера верхнего уровня VC-4 в результате добавления к полю, образованному мультиплексированием трёх TUG-3, маршрутного заголовка POH длиной 9 байт, что приводит к фрейму длиной в 2331 байт ( $774 \times 3 + 9 = 2331$ ). После добавления ещё двух столбцов фиксированных байтов согласования (балластной нагрузки) образуется структура (9×261) байт. Заголовок POH содержит следующие байты:

- **J1 (Path Trace)** — индикатор тракта, используемый для циклической передачи сверхцикла из 16 байтов, из которых первый содержит код контроля CRC7, а оставшиеся 15 используются для кодирования идентификатора тракта;

- **B3** — байт, используемый для оценки вероятности ошибки (вычисляется из предшествующего цикла передачи VC);

- **C2 (Signal Label)** — байт, называемый сигнальной меткой и используемый как индикатор заполнения VC4: 00000000 = VC4 не заполнен; 11111111 = VC4 заполнен;

- **G1 (Path Status)** — байт контроля состояния тракта, используемый для передачи информации об ошибке на дальнем конце (FEBE) или аварии;

- **F2** — байт пользователя;

- **H4** — байт-указатель мультикадра, используемый только для VC4, составленных из блоков TU;

- **Z3** — байт пользователя;

- **Z4** — резервный байт;

- **Z5** — байт, используемый для целей эксплуатации.

На последнем этапе происходит формирование *синхронного транспортного модуля* STM-1. При этом сначала формируется AU-4 путем добавления указателя AU-4 PTR длиной 9 байтов, который располагается в SOH, а затем группа административных блоков AUG путем формального, в данном конкретном случае, мультиплексирования 1:1 AU-4. К группе AUG добавляется *секционный заголовок* SOH, который состоит из двух частей: *заголовка регенераторной секции* RSOH (формат 3×9 байтов) и *заголовка мультиплексной секции* MSOH (формат 5×9 байтов), окончательно формируя синхронный транспортный модуль STM-1, представляемый в виде кадра, имеющего длину 2430 байтов, или в виде фрейма 9×270 байтов, что при частоте повторения в 8 кГц соответствует скорости передачи 155,52 Мбит/с.

### 3.6. Формирование STM-1 из потока E3 в версии ETSI

Размеры контейнера C-3 определяются форматами потоков E3 и T3. Поскольку скорость потока T3 (44,736 Мбит/с) значительно выше скорости потока E3 (34,368 Мбит/с), расчёт приходится производить применительно к T3. Его размеры 699 байт (при 537 байтах для E3). Под контейнер C-3 отведено поле  $9 \times 84 = 756$  байт. Таким образом, сверхёмкость контейнера составляет 57 байт для T3 и 219 для E3.

При вводе в контейнер C-3 потока E3 структура матрицы полезной нагрузки (PAYLOAD) представлена тремя подкадрами с тремя строками в подкадре. Каждый подкадр содержит:

- 1431 информационный бит ( $i$ );

- 5 групп по 2 бита для сообщения о выравнивании скоростей (C1, C2);

- 2 бита для выравнивания скоростей (отрицательного — S1, положительного — S2);

- 573 бита балластной загрузки (R).

Наличие битов сообщения о выравнивании скоростей (С) и битов для выравнивания скоростей (S) необходимо для компенсации разницы скоростей цифрового потока 34,368 Мбит/с, выходящего из асинхронной аппаратуры, и скорости передачи содержимого контейнера С-3.

На следующем шаге формируется виртуальный контейнер VC-3. Его размер (9×85) байтов. Транспортный блок TU-3 формируется из VC-3 добавлением указателя TU-3 PTR, содержащего байты H1, H2 и H3 (рис. 3.13), назначение которых полностью аналогично рассмотренным ранее (в подразд. 3.4 и 3.5) вариантам формирования потоков STM (рис. 3.14).

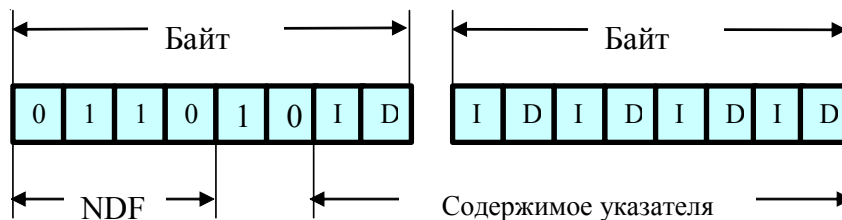


Рис. 3.13. Структура байтов H1 и H2 в PTR TU-3

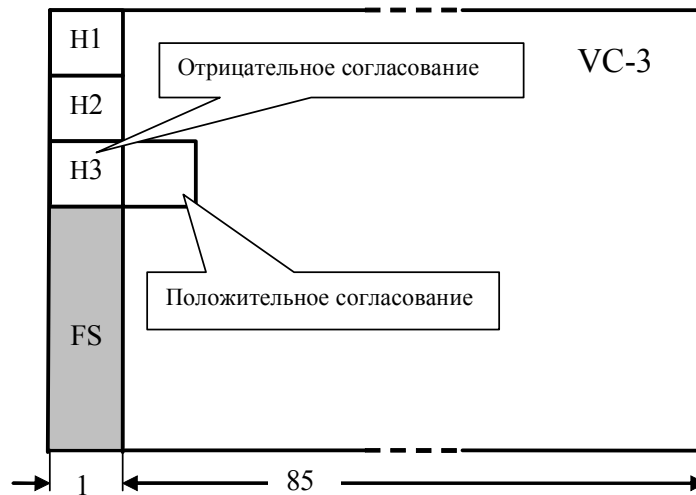


Рис. 3.14. Элементы структуры блока TU-3

Десятибитовый указатель H1-H2 позволяет блоку VC-3 «плавать» внутри блока TU-3. Допустимые для указателя значения содержатся в интервале от 0 до 764.

Введение блока TU-3 в TUG-3 было обсуждено ранее, в подразд. 3.5 (вместо столбца NPI в рассматриваемом варианте вписываются байты H1, H2 и H3).

Отметим, что виртуальный контейнер VC-3 образуется добавлением столбца PОН к контейнеру С-3. Назначение байтов заголовка PОН VC-3 аналогично соответствующим позициям табл. 3.2 с поправкой на использование контейнера VC-3, за исключением байта H4, который указывает на заполнение VC-3 либо контейнерами TUG-2, либо С-3.

### 3.7. Формирование STM-1 из ячеек ATM

Цифровые структуры синхронной иерархии SDH могут использоваться для передачи информативных пакетов ATM (Asynchronous Transfer Mode — асинхронный режим передачи). Структура ячейки (селла) ATM состоит из заголовка (5 байт) и информационного поля (48 байт). В структуре заголовка ячейки [14] приняты следующие обозначения (рис. 3.15):

- **GFC** (Generic Flow Control) — общее управление потоком (ОУП);
- **PTI** (Payload Type) — тип полезной нагрузки (ТПН). С его помощью выполняется разделение назначения данных, содержащихся в поле данных селла. Специальные идентификаторы существуют как для «пустых» селлов, так и для селлов сигнализации в рамках виртуального соединения или по отдельному каналу. Специальные селлы предусмотрены также для функций управления и мониторинга;
- **CLP** (Cell Loss Priority) — приоритет потери ячейки (ППЯ), если  $CLP = 0$ , у ячейки высокий приоритет и она должна быть сохранена;
- **HEC** (Header Error Control) — контроль ошибок в заголовке (КОЗ).

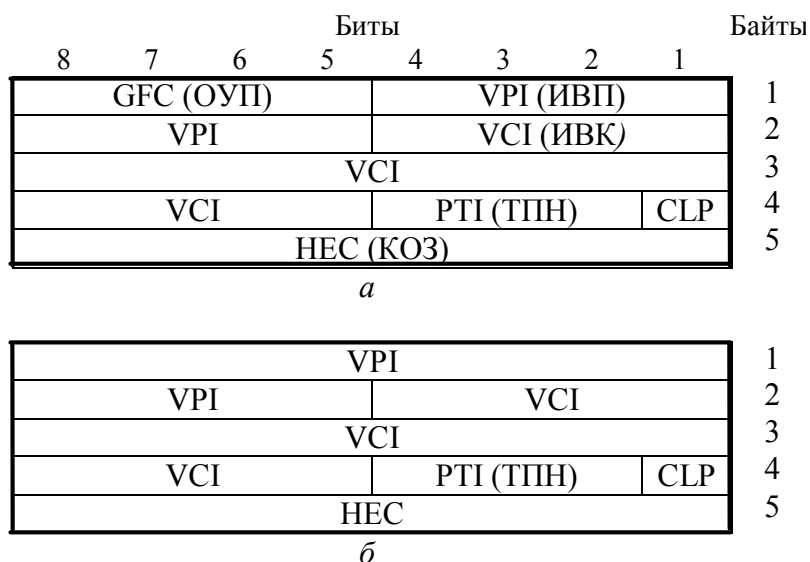


Рис. 3.15. Структура заголовка ячейки ATM:  
*a* — в интерфейсе UNI (пользователь-сеть);  
*b* — в интерфейсе NNI (внутрисетевой интерфейс «сеть-сеть»)

Поток ячеек ATM вставляется [13] в виртуальный контейнер VC-4 (рис. 3.16); перед осуществлением такой операции информационное поле подвергается скремблированию автосинхронизатором с полиномом  $(1 + x^{43})$ .

Байт H4, представленный в VC-4, используется для указания расстояния между H4 и первой ячейкой ATM; допустимые величины такого расстояния заключаются между 0 и 52.

Так как емкость контейнера C-4 (2430 байт) может оказаться не кратной длине ячейки ATM (53 байта), то может случиться так, что одна из ячеек может быть распределена между двумя последовательно расположенными контейнерами C-4.



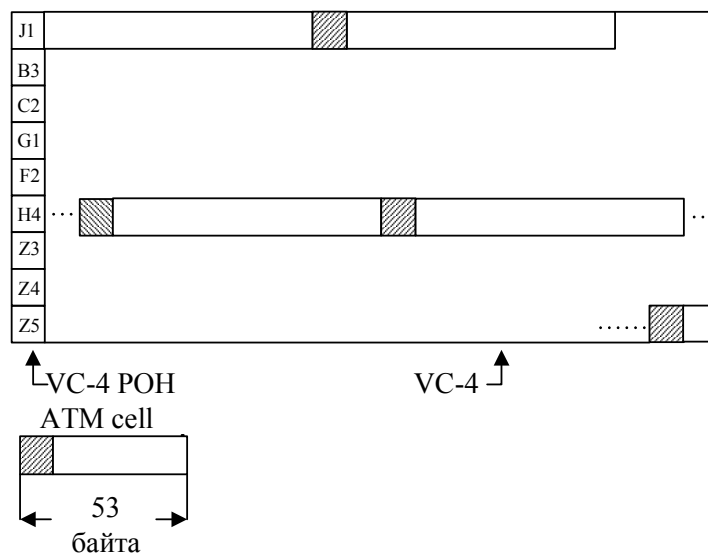


Рис. 3.16. Размещение ячеек ATM в VC-4

### 3.8. Конкатенация

Применительно к синхронной цифровой иерархии «конкатенация» — это объединение емкостей виртуальных контейнеров в общий контейнер с сохранением целостности битов внутри него. В результате конкатенации имеется возможность передачи в синхронном режиме цифровых потоков, отличающихся от стандартов скоростями транспортировки виртуальных контейнеров.

Рекомендация G.709 предусматривает возможные размещения нагрузочных блоков TU-2 во внутренних контейнерах высшего порядка VC-3 и VC-4 по следующим правилам:

- смежная конкатенация TU-2 в VC-3;
- виртуальная конкатенация TU-2 в VC-4;
- последовательная конкатенация TU-2 в VC-4.

Кроме того, этой же рекомендацией предусмотрено формирование синхронного транспортного модуля STM-N через конкатенацию административных блоков AU-4. Поскольку использование блоков TU-2 не предусмотрено версией ETSI SDH, ограничимся рассмотрением способа формирования STM-N через операцию конкатенации блоков AU-4. В результате этой операции образуется блок AU-4-Xc, с помощью которого можно передавать полезные нагрузки, требующие пропускной способности большей, чем пропускная способность контейнера VC-4. Структура виртуального конкатенированного контейнера VC-4-Xc [13] представлена на рис. 3.17.

Индикатор конкатенации, содержащийся в указателях блоков AU-4, используется для того, чтобы показать, что кратная контейнеру VC-4 полезная нагрузка, переносимая в единственном контейнере VC-4-Xc, должна сохраняться как единое целое.

Ёмкость конкатенированного контейнера представляет собой X-кратную ёмкость контейнера VC-4, например,  $2340 \times 4 = 9360$  байт при  $X = 4$ , что соответствует скорости 599,04 Мбит/с или  $2340 \times 16 = 37340$  байт при  $X = 16$  (2396,16 Мбит/с).

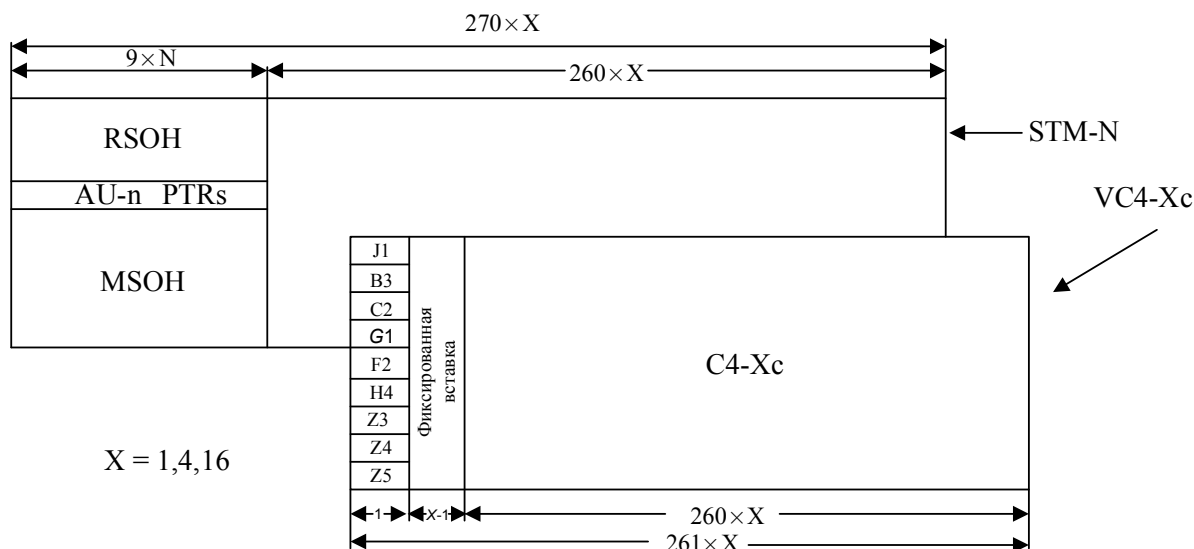


Рис. 3.17. Структура конкатенации блоков AU-4 в STM-N

Столбцы от 2 до  $x$  VC-4-Xc определены для фиксированной вставки FS. Первый столбец VC-4-Xc используется для трактового заголовка POH.

Указатель с нормальным диапазоном значений генерируется только для первого AU-4. Для всех оставшихся AU-4 в AU-4-Xc генерируется индикатор конкатенации 1001xx1111111111 (1001 в битах 1÷4, биты 5÷6 не определены, «1» в битах 7÷16).

### 3.9. Формирование фреймов STM-N

Мультиплексирование STM-1 в STM-N может осуществляться как **каскадно**: 4(STM-1)→STM-4, 4(STM-4)→STM-16, 4(STM-16)→STM-64, 4(STM-64)→256, так и **непосредственно** по схеме  $N \times \text{STM-1} = \text{STM-N}$  ( $N = 4, 16, 64, 256$ ).

Для схемы **непосредственного** мультиплексирования используется *чередование* байтов, используемое только тогда, когда все STM-1 имеют одинаковую структуру полезной нагрузки, если же нет, то нужно, чтобы соблюдались некоторые **правила бесконфликтной взаимосвязи**. В стандарте версии 1993 г. в связи с различиями схем мультиплексирования ETSI и SONET/SDH эти правила имеют следующие особенности:

- при мультиплексировании последовательностей, содержащих AUG, которые базируются на разных AU- $n$  (AU-4 или AU-3), предпочтение отдается схемам, использующим AU-4. Те же схемы, что используют AU-3, должны быть демультиплексированы до уровня TUG-2 или VC-3 (в зависимости от полезной нагрузки) и повторно мультиплексированы по схеме TUG-3→VC-4→AU-4;
- при мультиплексировании последовательностей, содержащих VC-11, которые используют различные TU- $n$  (TU-11 или TU-12), предпочтение отдается схемам, использующим TU-11.

Если при формировании модуля STM-N применяется **каскадное** мультиплексирование, то оно осуществляется по схеме чередования групп байтов, причем число байтов в группе равно кратности предыдущего каскада. Например, если формирование STM-16 происходит по схеме  $4(\text{STM-1}) \rightarrow \text{STM-4}$ ,  $4(\text{STM-4}) \rightarrow \text{STM-16}$ , то первый каскад использует мультиплексирование по байтам, а второй — по группам, состоящим из четырех байтов.

В отличие от заголовка SDH фрейма STM-1, байты которого могут быть определены двумя координатами: строка  $a$  и столбец  $b$ , байты заголовка SDH фрейма STM-N, учитывая особенности мультиплексирования (прямое или каскадное), определяются тремя координатами (рис. 3.18) [11, с. 45]:  $a$ ,  $b$ ,  $c$ , где  $a$  ( $a = 1 \div 9$ ) — **номер строки** (как и раньше),  $b$  ( $b = 1 \div 9$ ) — **номер мультистолбца**, объединяющего несколько столбцов,  $c$  ( $c = 1, 2, \dots, N$ ) — **глубина интерливинга**, т.е. номер тайм-слота, соответствующий очередности мультиплексирования фреймов STM.

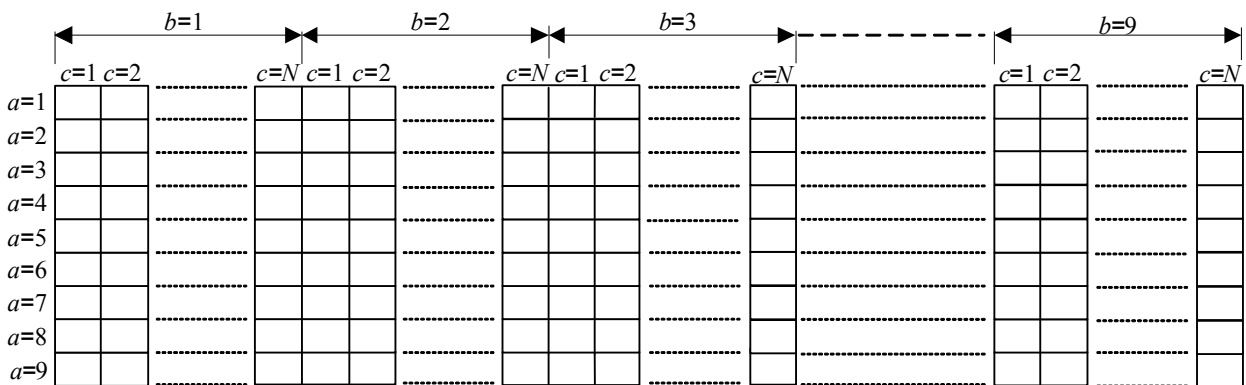


Рис. 3.18. Размещение байтов заголовка STM-N

В результате получится **расширенная матрица** с координатами ( $row, col$ ):  $row = a$ ,  $col = N(b-1) + c$ .

Структура заголовка SDH фрейма STM-4, полученная с соблюдением указанных правил, имеет формат  $9 \times 36$  байтов и приведена на рис. 3.19.

Ознакомимся с назначением байт секционного заголовка (рис. 3.20) [16]:

- **A1 = 11110110, A2 = 00101000** — **цикловой синхросигнал**, трехкратное повторение байт A1 и A2 связано с объединением стандартов SDH и SONET; при потере циклового синхронизма LOF (Loss of Frame) на данной станции, при передаче сигнала к следующей станции содержимое байт A2 инвертируется.

- **C1** — **идентификатор STM-1** при мультиплексировании его в STM-N.

- **J0** — **идентификатор маршрута STM-1**, используется для повторяющейся передачи метки пункта доступа данного STM-1; передается в 16 последовательных циклах сверхцикла и состоит из 15-байтовой последовательности идентификатора маршрута и одного байта (семь бит) для передачи на приемную сторону остатка от деления блока из 105 бит на генераторный полином (код CRC-7), который используется на приемной стороне (пункте доступа STM-1) для контроля ошибок в идентификаторе маршрута (табл. 3.3). При несовпадении

идентификатора маршрута, передаваемого в байте J0, и идентификатора пункта приема вырабатывается обратный аварийный сигнал — ошибка в трассе тракта. Чтобы исключить появление ложного аварийного сигнала, осуществляется контроль ошибок в идентификаторе маршрута по коду CRC-7. Первый бит байта J0 во всех 16 циклах используется для передачи сверхциклового синхросигнала. Структура передачи метки пункта доступа в байте J0 схематически представлена в табл. 3.3. Первая строка секционного заголовка (9 байт) не скремблируется, так как содержит цикловой синхросигнал.



Рис. 3.19. Структура заголовка фрейма STM-N:

X — байты, резервированные для национального использования; • — нескремблируемые байты

1	A1	A1	A1	A2	A2	A2	C1/J0	X*	X*	RSOH
2	B1	(..)	(..)	E1	(..)		F1	X	X	
3	D1	(..)	(..)	D2	(..)		D3			
4	Указатель AU-4									
5	B2	B2	B2	K1			K2			MSOH
6	D4			D5			D6			
7	D7			D8			D9			
8	D10			D11			D12			
9	S1	Z1	Z1	Z2	Z2	M1	E2	X	X	

Рис. 3.20. Структура заголовка STM-1:

X — байты национального использования с нескремблируемыми байтами X\*;  
 (..) — байты, определяемые средой передачи

• **B1** — используется для контроля ошибок на регенераторной секции по коду **ВІР-8** (Bit Interleaved Parity). В начале регенераторной секции производится генерация кода ВІР-8, для чего берутся все 2430 байт текущего цикла STM-1 и по модулю 2 суммируются все биты одинакового разряда, в результате получаются восемь битовых сумм по каждому блоку бит. Эти восемь битовых сумм записываются в байт B1 следующего цикла, т.е. байт B1 служит каналом передачи восьми битовых сумм с передающего конца на приемный. На приемной стороне осуществляется детектирование кода ВІР-8, для чего в текущем цикле рассчитываются восемь битовых сумм и полученный результат сравнивается с содержимым байта B1 следующего цикла. При их совпадении фиксируется отсутствие ошибочных блоков бит,

а при наличии несовпадений подсчитывается количество ошибочных блоков бит — от одного до восьми.

Таблица 3.3

Структура информационного поля J0

Биты идентификатора J0								Байты сверхцикла
1	2	3	4	5	6	7	8	
1	C	C	C	C	C	C	C	Байт 1
0	X	X	X	X	X	X	X	Байт 2
0	X	X	X	X	X	X	X	Байт 16
CCCCCCC — Остаток от деления CRC-7 предыдущего цикла; XXXXXXXX — Идентификатор точки доступа.								

- **E1** — канал голосовой служебной связи OOW (Omnibus Order Wire) доступен на всех станциях и служит для организации служебной связи на участке резервирования.

- **F1** — служебный канал для передачи с приемной стороны пролета на начало мультиплексной секции информации о состоянии пролета, а также идентификационный номер регенерационного участка (рис. 3.21).

- **D1–D3** — объединенный 192 кбит/с канал управления.

- **D4–D12** — объединенный 576 кбит/с канал управления.

- **B2** — используется для контроля ошибок на мультиплексной секции по коду **ВР-24**.

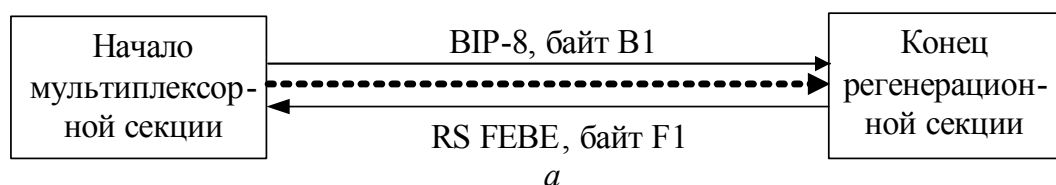
В начале мультиплексной секции производится генерация кода ВР-24, для чего байты текущего цикла STM-1, за исключением байт заголовка регенераторной секции, разбиваются на 801 тройку байт (триад). Затем по модулю 2 суммируются все биты с одинаковыми позициями в тройках, в результате получаются 24 битовые суммы по каждому блоку бит. Эти 24 битовые суммы записываются в байты В2 следующего цикла, т.е. байты В2 служат каналом передачи 24 битовых сумм с передающего конца на приемный.

На приемной стороне осуществляется детектирование кода ВР-24, для чего в текущем цикле таким же образом рассчитываются 24 битовые суммы и полученный результат сравнивается с содержимым байта В2 следующего цикла. При их совпадении фиксируется отсутствие ошибочных блоков бит, а при наличии несовпадений подсчитывается количество ошибочных блоков — от 1 до 24.

- **K1, K2** — используются для управления резервным переключением на мультиплексных секциях кабельных соединительных линий, приходящих на узловое и оконечные станции. **K1** — передача **приемному** окончанию мультиплексной секции сигнала автоматического переключения на **резерв** с указанием номеров рабочего и резервного трактов; **K2** — передача с **приемного конца** мультиплексной секции **на передающий конец** аварийных сигналов MS AIS K2=xxxxx111 и MS FERF K2=xxxxx110 с указанием номеров рабочих трактов.

- **S1** — статус синхронизации SSM (System Synchronization Messages — сообщения систе-

мы синхронизации). Байт S1 определяет параметр качества источника тактовой частоты узла генерации транспортного модуля. Информация о параметре качества источника тактовой частоты передается комбинацией битов 5÷8 в составе байта S1 (табл. 3.4.).



S	S	RI	RI	RI	RI	RI	RI
0	0	Нормальная передача					
0	1	Отношение по ошибке ВР-8 превысило пороговую					
1	0	Потеря цикла или отсутствие сигнала					
1	1	Отношение по ошибке ВР-8 находится в пределах порогового значения					

*б*

Рис. 3.21. Фрагмент мониторинга сети:  
*а* — с использованием байтов F1 и B1; *б* — структура байта F1

Таблица 3.4

Возможные значения параметров источника синхронизации

Параметр	Приоритет использования	Значение параметра
0010	Наиболее высокий	G.811 — первичный источник тактовой частоты (PRC)
0100		G.812 — вторичный источник тактовой частоты транзитного узла
1000		G.812 — вторичный источник тактовой частоты оконечного узла
1011		Источник тактовой частоты цифрового оборудования
1111	Наиболее низкий	Не использовать для внешней синхронизации
0000		Качество не определено

### 3.10. Функциональные блоки аппаратуры SDH

Подробное описание функций оборудования SDH приведено в рекомендации ITU-T G.783. Определяя функциональные блоки оборудования не на физическом, а на концептуальном уровне по соотношению входных и выходных информационных потоков, ассоциированных

с данными блоками, Рекомендация G.783 вводит и классифицирует базовые и составные функциональные блоки для основного и вспомогательного оборудования. Не вдаваясь глубоко в содержание указанной Рекомендации, приведём [17] упрощенную схему, увязывающую составные блоки TTF, NOI, NOA и LOI с базовыми блоками HCS, HPS, LCS и LPC и потоками, действующими на их входах/выходах (рис. 3.22, 3.23, 3.24, 3.25).

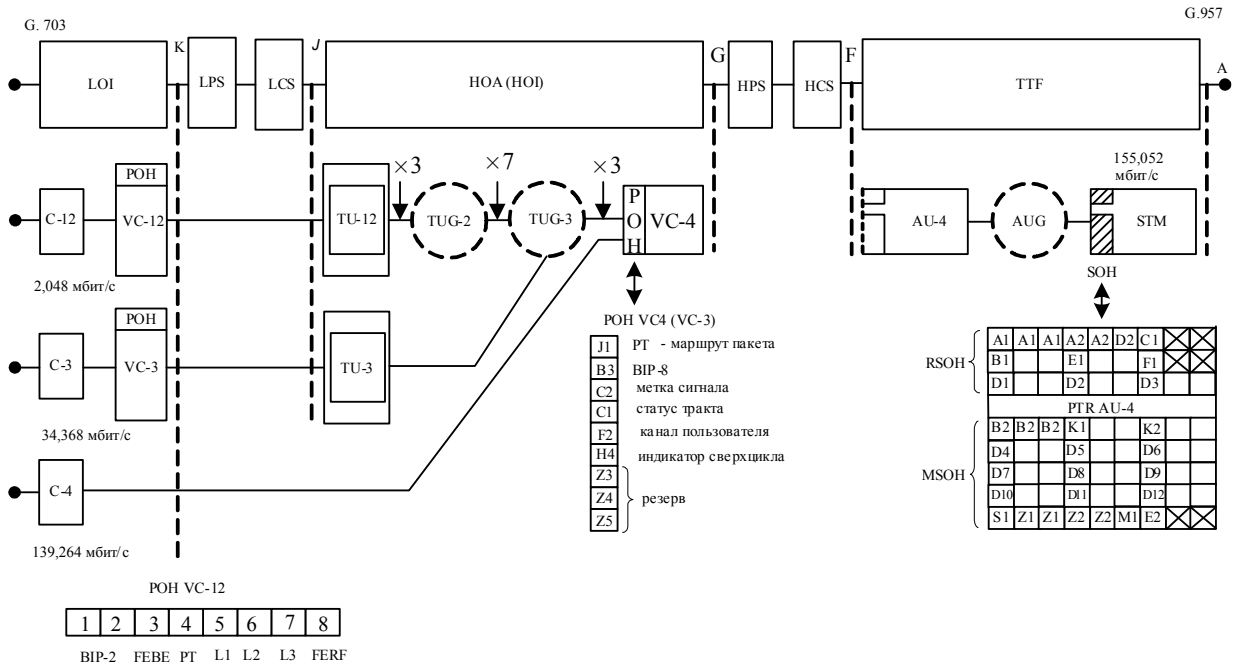


Рис. 3.22. Функциональные модули аппаратуры SDH и схема мультиплексирования

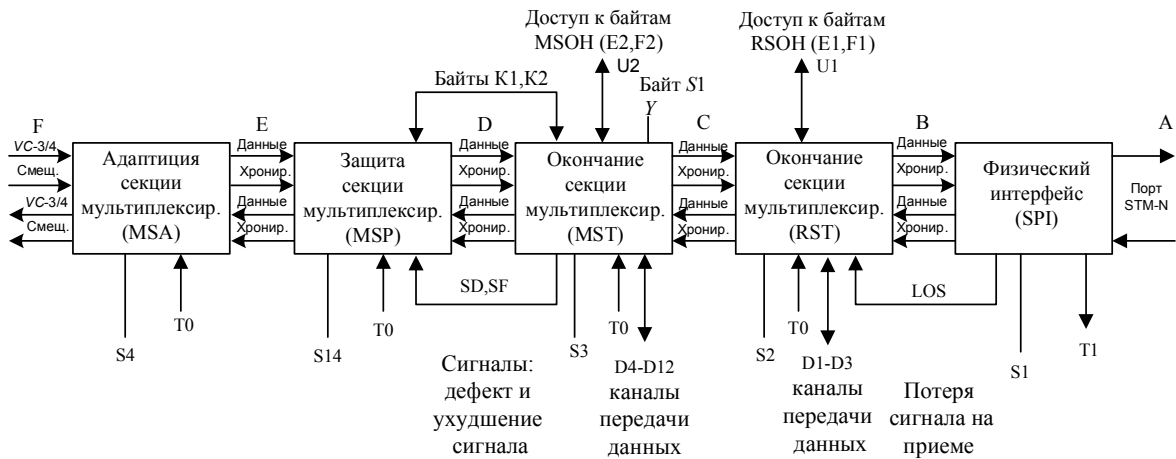


Рис. 3.23. Структурная схема модуля TTF:

T0 — хронизирующие тактовые импульсы от источника синхронизации; T1 — входной хронизирующий эталон тактовых импульсов к оборудованию синхронизации аппаратуры; S1, S2, S3, S4, S14 — точки контроля и управления функциональными блоками

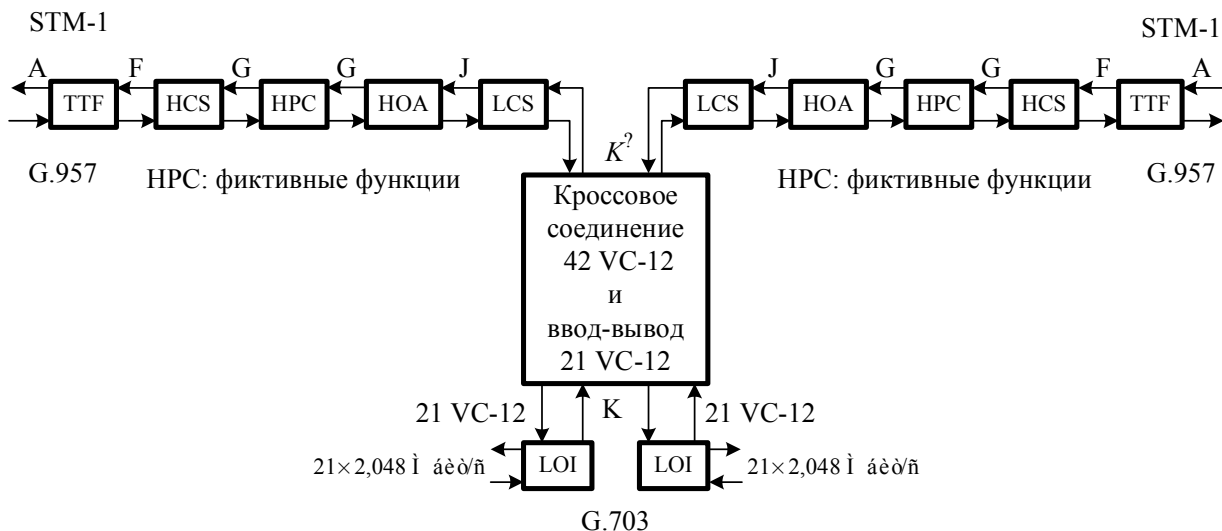
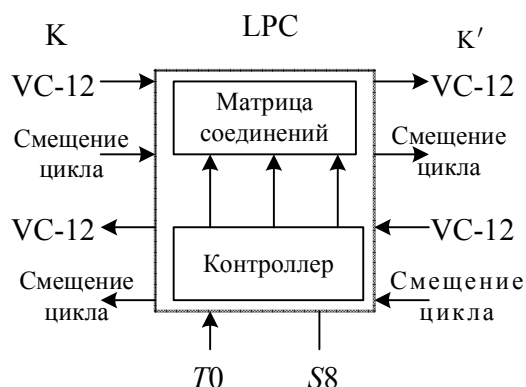


Рис. 3.24. Пример мультиплексора ввода-вывода (ADM)

Рис. 3.25. Структура модуля LPC  
(кротовая коммутация трактов низшего порядка)

- **TTF**, Transport Terminal Function — функция транспортного терминала;
- **HCS**, Higher Order Connection Supervision — контроль соединения трактов высшего порядка;
- **HPC**, Higher Order Path Connection — подключение трактов высшего порядка (кротовая коммутация);
- **HOA**, Higher Order Assembler — сборка структур высшего порядка;
- **HOI**, Higher Order Interface — интерфейс тракта высшего порядка;
- **LPC**, Lower Order Path Connection — подключение трактов низшего порядка (кротовая коммутация);
- **LCS**, Lower Order Connection Supervision — контроль соединения трактов низшего порядка;
- **LOI**, Lower Order Interface — интерфейс тракта низшего порядка.

Все эти модули обеспечивают реализацию функций транспортной сети SDH. Кроме того, определены блоки **вспомогательного оборудования**:



- **MCF**, Message Communication Function — функция передачи сообщений (для сети управления);
- **SEMF**, Synchronous Equipment Management Function — функция управления синхронной аппаратурой;
- **SETPI**, Synchronous Equipment Physical Interface — физический интерфейс хронирования синхронной аппаратуры;
- **SETS**, Synchronous Equipment Timing Source — источник тактирования синхронной аппаратуры;
- **ОНА**, Over Head Access Function — функция доступа к заголовкам.

### 3.11. Функциональные модули сетей SDH

Опишем основные элементы системы передачи данных (функциональные модули) SDH. Объединение этих модулей образует сеть SDH. Связи модулей можно рассматривать с двух сторон: логической и физической. Логика работы или взаимодействия модулей в сети определяет необходимые функциональные связи модулей — *топологию* и *архитектуру* сети SDH. Она позволяет как анализировать общие закономерности функционирования сети, так и выбирать топологию сети, оптимальную для решения конкретной задачи. С другой стороны, модули связаны между собой физической средой распространения SDH сигнала, создаваемой кабелем (как правило, волоконно-оптическим) или эфиром при использовании радиосвязи. Это даёт возможность выявить физические пределы и ограничения на функционирование систем с заданной топологией.

Сеть SDH, как и любая сеть, строится из отдельных функциональных модулей ограниченного набора: *мультиплексоров, коммутаторов, концентраторов, регенераторов* и *терминального оборудования*. Этот набор определяется основными функциональными задачами, решаемыми сетью:

- **сбор** входных потоков через каналы доступа в агрегатный блок, пригодный для транспортировки в сети SDH — задача мультиплексирования, решаемая **терминальными мультиплексорами** — ТМ сети доступа;
- **транспортировка** агрегатных блоков по сети с возможностью ввода/вывода входных/выходных потоков — задача транспортирования, решаемая **мультиплексорами ввода/вывода** — ADM, логически управляющими информационным потоком в сети, а физически — потоком в физической среде, формирующей в этой сети транспортный канал;
- **перегрузка** виртуальных контейнеров в соответствии со схемой маршрутизации из одного сегмента сети в другой, осуществляемая в выделенных узлах сети, — задача коммутации или кросс-коммутации, решаемая с помощью цифровых коммутаторов или **кросс-коммутаторов** — **DXC (Digital Cross-Connect)**;
- **объединение** нескольких однотипных потоков в распределительный узел — концентратор (или хаб) — задача концентрации, решаемая **концентраторами**;

- **восстановление** (регенерация) формы и амплитуды сигнала, передаваемого на большие расстояния, для компенсации его затухания — задача регенерации, решаемая с помощью **регенераторов** — устройств, аналогичных повторителям в LAN;

- **сопряжение** сети пользователя с сетью SDH — задача сопряжения, решаемая с помощью оконечного оборудования — различных согласующих устройств, например, **конверторов** интерфейсов, конверторов скоростей, конверторов импедансов и т.д.

### 3.12. Архитектура и топология сетей SDH

Для того чтобы спроектировать сеть в целом, нужно пройти несколько этапов, на каждом из которых решается та или иная функциональная задача. Это могут быть задачи выбора топологии сети, выбора оборудования узлов сети в соответствии с указанной топологией, формирование сетей управления и синхронизации. Первой из них является задача выбора топологии сети. Эта задача может быть решена достаточно легко, если знать возможный набор базовых стандартных топологий, из которых может быть составлена топология сети в целом. Ниже рассмотрены такие базовые топологии и их особенности [11].

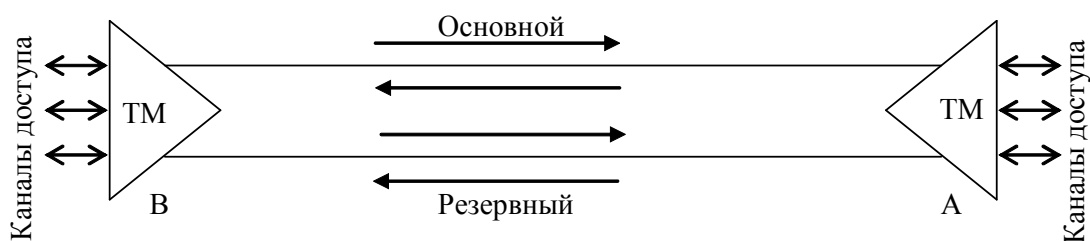


Рис. 3.26. Топология «точка-точка»

Несмотря на простоту, именно эта базовая топология наиболее широко используется при передаче больших потоков данных по высокоскоростным магистральным каналам. Она же используется как составная часть радиально-кольцевой топологии (в качестве радиусов) и является основной для топологии «последовательная линейная цепь» (рис. 3.27). С другой стороны, топологию «точка-точка» с резервированием можно рассматривать как вырожденный вариант топологии «кольцо» (рис. 3.28, 3.29).

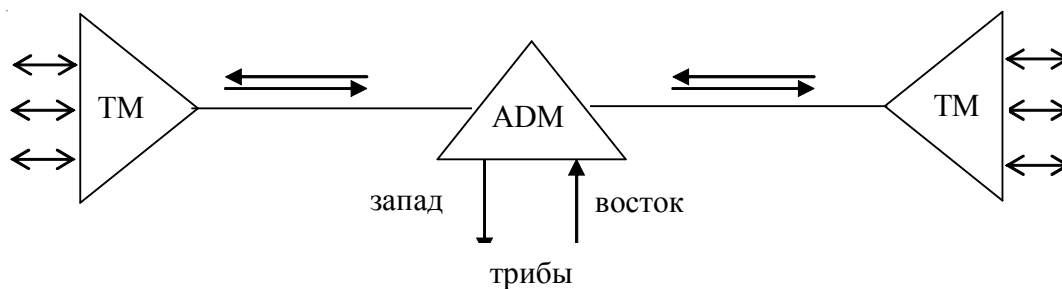


Рис. 3.27. Последовательная линейная цепь без резервирования

Топология кольцо (рис. 3.28) широко используется для построения SDH сетей первых двух уровней иерархии (155 и 622 Мбит/с). Основное преимущество этой топологии — лёгкость организации защиты типа 1+1, благодаря наличию в синхронных мультиплексах

**SMUX** (SDH Multiplexor) двух пар (основной и резервной) оптических агрегатных выходов (каналов приёма/передачи): восток — запад, дающих возможность формирования двойного кольца со встречными потоками.

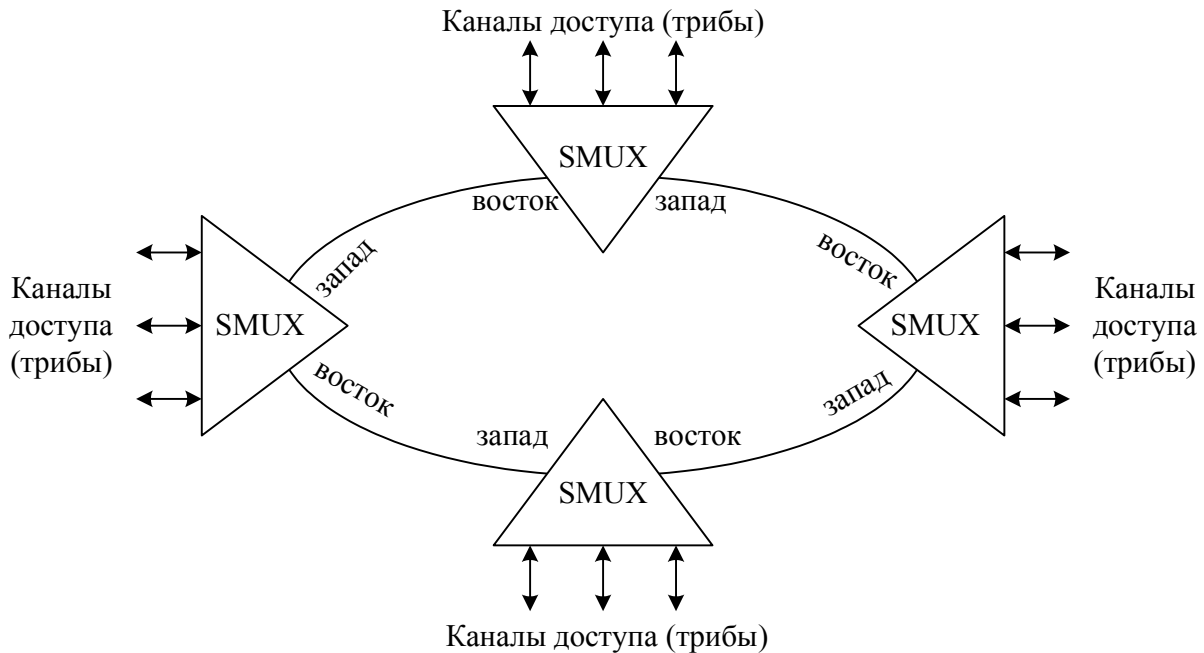


Рис. 3.28. Топология «кольцо» на уровне блоков TU-n

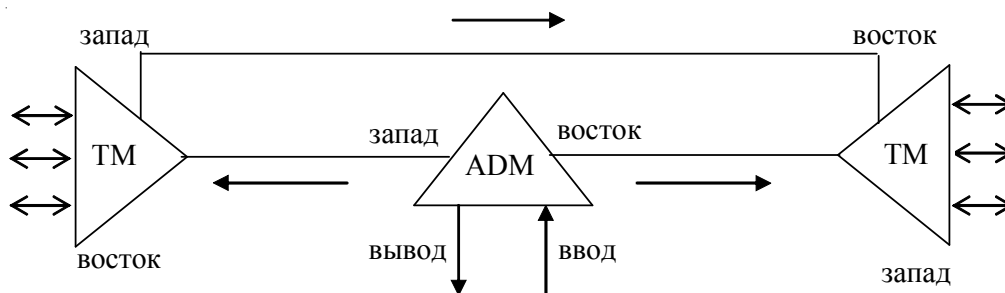


Рис. 3.29. Линейная цепь с резервированием типа 1+1 (уплощенное кольцо)

В топологии «звезда» один из удалённых узлов сети, связанный с центром коммутации (например, цифровой АТС) или узлом сети SDH на центральном кольце, играет роль **концентратора**, или хаба (рис. 3.30). Этот концентратор является мультиплексором ввода/вывода с развитыми возможностями кросс-коммутации (**DXC**).

**Архитектурные** решения при проектировании сети SDH могут быть сформированы на базе использования элементарных топологий сети в качестве её отдельных сегментов [11].

Пример радиально-кольцевой архитектуры SDH сети приведён на рис. 3.31. Эта сеть фактически построена на базе использования двух базовых топологий: «кольцо» и «последовательная линейная цепь».

На рис. 3.32 показана каскадная схема соединения трёх колец различного уровня: STM-1, STM-4, STM-16.

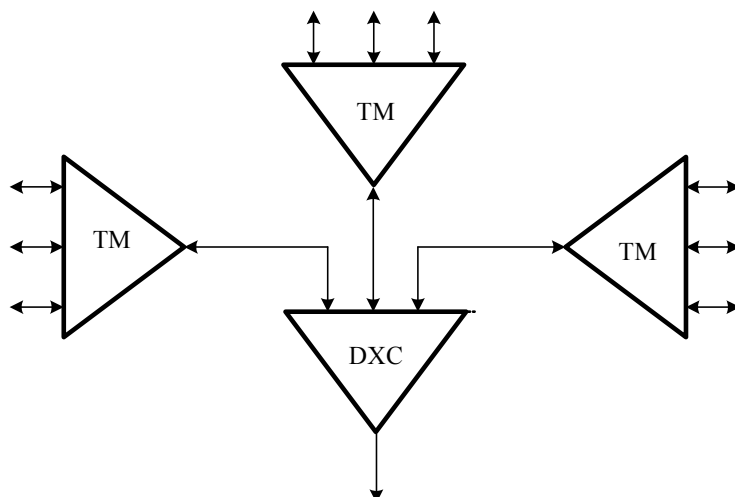


Рис. 3.30. Топология «звезда»

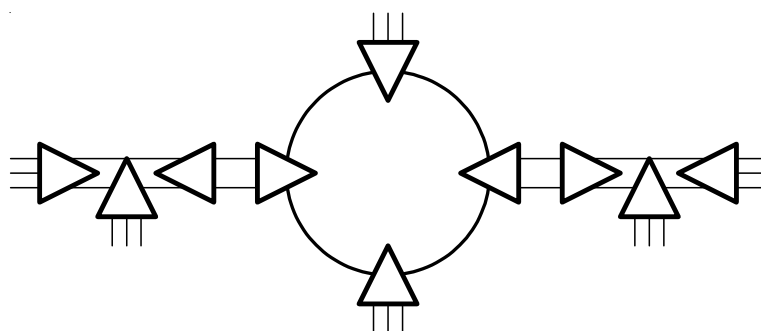


Рис. 3.31. Радиально-кольцевая сеть SDH

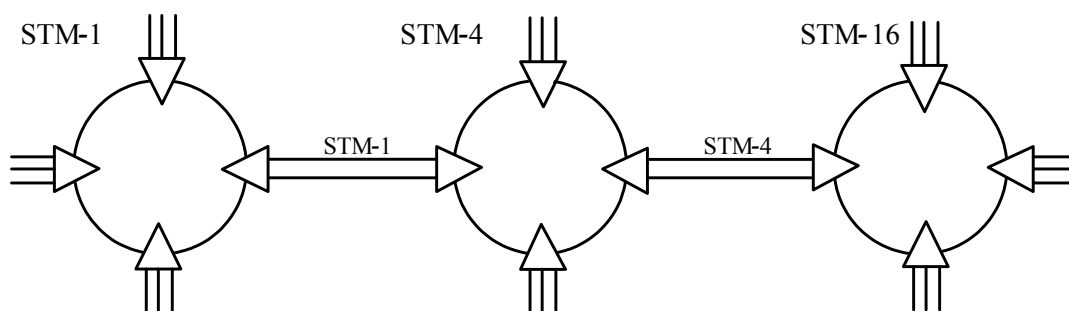


Рис. 3.32. Каскадная схема соединения трёх колец

Для линейных сетей большой протяженности на маршруте (в линейном тракте) между ТМ должны быть установлены, кроме мультиплексов и проходного коммутатора **SDXC** (Synchronous Digital Cross-Connect system), ещё и регенераторы для восстановления (регенерации) затухающего оптического сигнала (рис. 3.33). Эту **линейную архитектуру** можно представить в виде последовательного соединения ряда секций, специфицированных в рекомендациях ITU-T G.957, G.958.

Для линейных сетей большой протяженности на маршруте (в линейном тракте) между ТМ должны быть установлены, кроме мультиплексов и проходного коммутатора **SDXC** (Synchronous Digital Cross-Connect system), ещё и регенераторы для восстановления (регенерации)

ции) затухающего оптического сигнала (рис. 3.33). Эту **линейную архитектуру** можно представить в виде последовательного соединения ряда секций, специфицированных в рекомендациях ITU-T G.957, G.958.

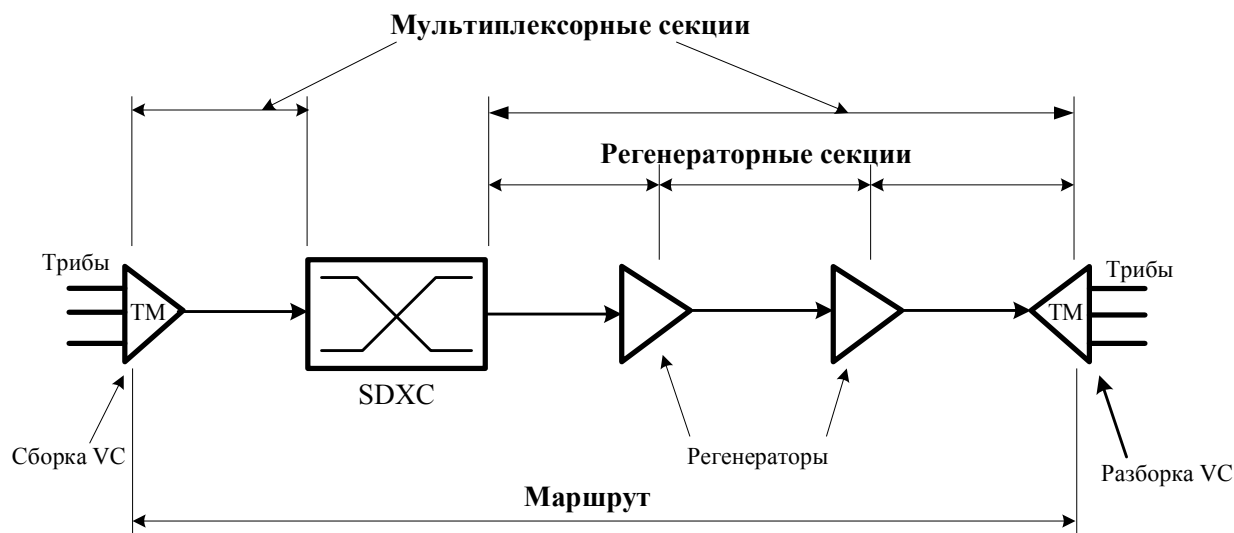


Рис. 3.33. Сеть SDH большой протяжённости со связью типа «точка-точка» и её сегментация

Принято различать три типа стандартизированных участков-секций:

- **оптическая секция** — участок волоконно-оптического кабеля между элементами сети SDH;
- **регенераторная секция** — участок тракта между двумя регенераторами или между регенератором и другим элементом сети SDH;
- **мультиплексная секция** — участок тракта между транспортными узлами (мультиплексорами и коммутаторами).

**Оптические** секции нормируются по длине, при этом выделяют три категории:

- *I* — внутростанционная секция, длиной до 2 км;
- *S* — короткая межстанционная секция, порядка 15 км;
- *L* — длинная межстанционная секция, порядка 40 км (при длине волны 1310 нм) и 80 км (при длине волны 1550 нм).

На магистральной сети может использоваться ячеистая (*mush*) структура, позволяющая организовать альтернативные (резервные) маршруты, используемые в случае возникновения проблем при маршрутизации виртуальных контейнеров по основному пути (рис. 3.34).

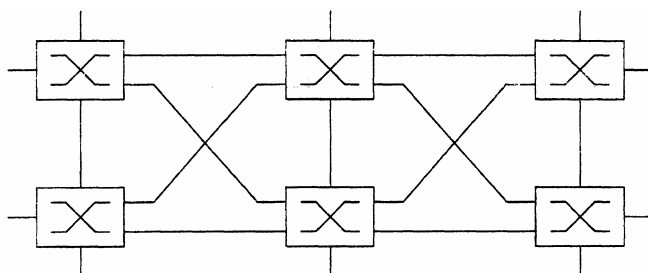


Рис. 3.34. Архитектура ячеистой сети

На рис. 3.35 представлена архитектура такой разветвлённой сети с магистральной сетью в виде одной сотовой ячейки, узлами которой являются коммутаторы SDXC, связанные между собой по принципу «каждый с каждым». К этому остову присоединены периферийные сети различной топологии, такие как корпоративные сети, общегородские и т.д.

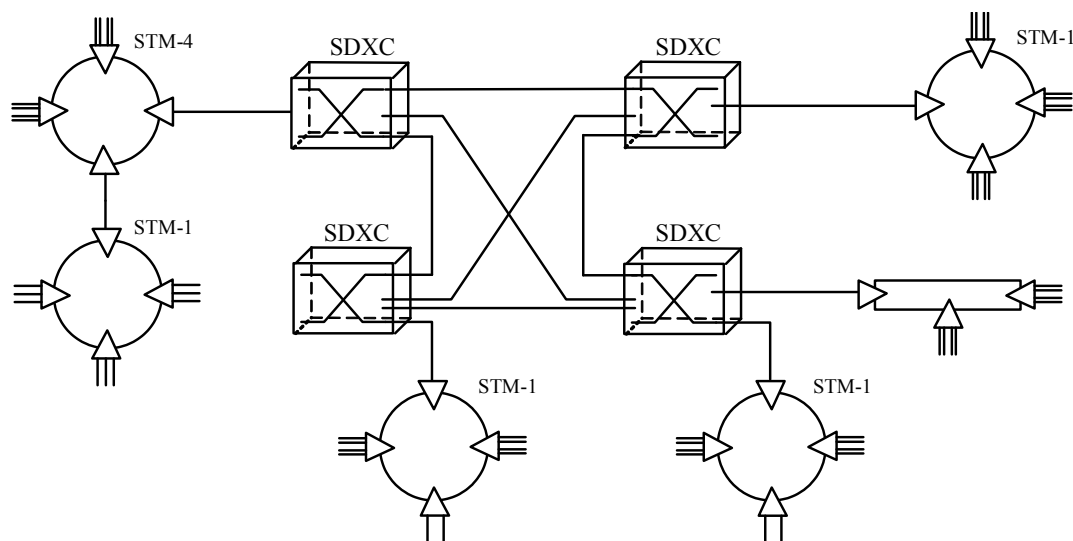


Рис. 3.35. Разветвлённая сеть SDH с каскадно-кольцевой и ячеистой структурой

### 3.13. Функциональные методы защиты синхронных потоков

Технология SDH позволяет создавать *самовосстанавливающиеся* сети и системы, способные восстанавливать за очень короткое время в десятки миллисекунд работоспособность сети даже в случае отказа одного из ее элементов [11, 15, 18].

Возможна **защита** следующих видов:

- **обратимая** (при ликвидации повреждения информационный сигнал, направленный по резервному тракту, возвращается в первоначальный рабочий тракт);
- **необратимая** (трафик остается в резервном тракте и после устранения повреждения в рабочем тракте).

Существуют различные **методы** обеспечения быстрого восстановления работоспособности синхронных сетей:

- 1) резервирование участков сети по схемам **1+1** и **1:1** по **разнесенным трассам**;
- 2) организация **самовосстанавливающихся кольцевых сетей**, резервированных по схемам **1+1** и **1:1**;
- 3) резервирование **терминального оборудования по схемам 1:1 и M:1**;
- 4) восстановление работоспособности сети путем **обхода неработоспособного узла**;
- 5) использование систем **оперативного переключения**.

Указанные методы могут использоваться как отдельно, так и в различных сочетаниях.

1. В **первом случае** участки между двумя узлами сети соединяются по двум **разнесенным трассам** (стопроцентное резервирование), сигналы по которым распространяются одновременно. В узле приема они могут обрабатываться по двум схемам:

• **резервирование по схеме 1+1** — сигналы анализируются и выбирается тот, который имеет наилучшее соотношение параметров (рис. 3.36) [18];

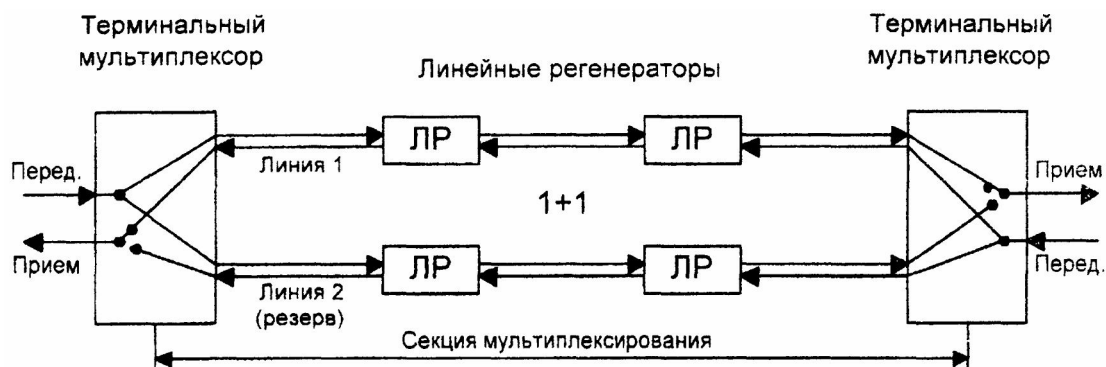


Рис. 3.36. Резервирование секции мультиплексирования 1+1

• **резервирование по схеме 1:1** — альтернативным маршрутам назначаются приоритеты низкий и высокий, ветвь с низким приоритетом находится в режиме горячего резерва, переключение на нее происходит по аварийному сигналу от системы управления (рис. 3.37) [18]. Это общие методы восстановления работоспособности, применимые для любых сетей (например, ячеистой).

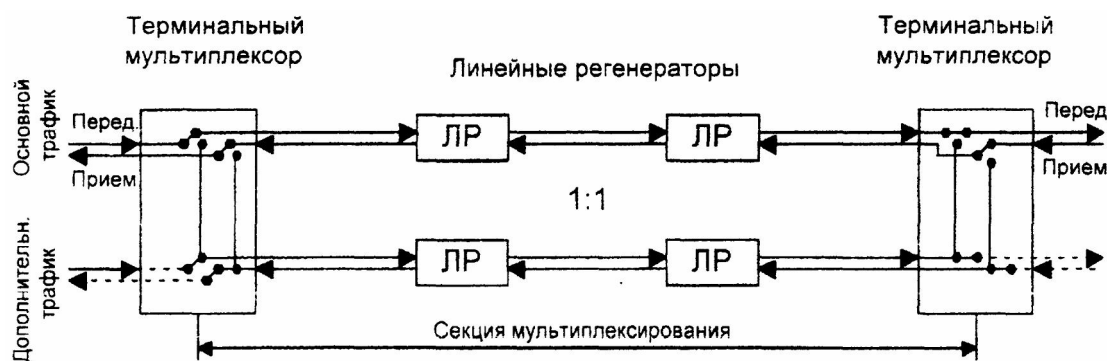


Рис. 3.37. Резервирование секции мультиплексирования

2. Во втором случае, наиболее распространенном в сетях SDH, используется топология типа «кольцо», которое может быть организовано с помощью **двух волокон** (топология «сдвоенное кольцо») или **четырёх волокон** (два сдвоенных кольца). Несмотря на более высокую стоимость четырехволоконного варианта, он стал использоваться в последнее время, так как обеспечивает более высокую надежность. Например, такую схему защиты позволяет реализовать мультиплексор 1664 SM/C компании Alcatel и мультиплексоры других фирм.

Защита маршрута в сдвоенном кольце, которая соответствует типу 1+1, может быть организована двумя путями:

• **первый путь** — используется защита на уровне трибных блоков TU-n, передаваемых по разным кольцам. Весь основной трафик передается **в одном из направлений** (например, по часовой стрелке). Если в момент приема мультиплексором блока, посланного другими мультиплексорами, происходит сбой в одном из колец, система управления, осуществляющая

постоянный мониторинг колец, автоматически выбирает такой же блок из другого кольца. Эта защита носит *распределенный* по кольцу характер, а сам метод носит название *метода организации однонаправленного сдвоенного кольца*;

- *второй путь* — защита маршрута может быть организована так, что сигнал передается в *двух противоположных направлениях* (восточном и западном), причем одно направление используется как **основное**, второе — как **защитное**. Такой метод в случае сбоя использует переключение с основного кольца на резервное и называется *методом организации двунаправленного сдвоенного кольца*. В этом случае блоки TU-*n* исходно имеют доступ только к основному кольцу. В случае сбоя происходит замыкание основного и защитного колец на границах дефектного участка (рис. 3.38, а), образующее **новое кольцо**. Это замыкание происходит обычно за счет включения *петли обратной связи*, замыкающей приемник и передатчик агрегатного блока на соответствующей стороне мультиплексора (восточной или западной).

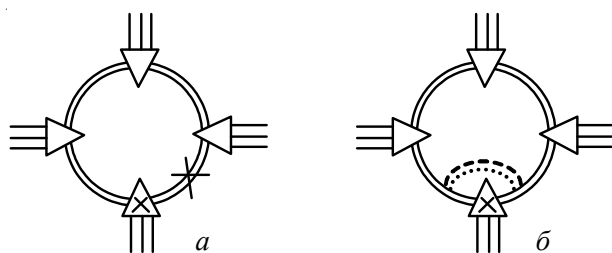


Рис. 3.38. Методы защиты двойного кольца:  
а — путём исключения повреждённого участка;  
б — организацией обходного пути

3. В третьем случае восстановление работоспособности осуществляется за счет *резервирования на уровне трибных интерфейсов*. Схема резервирования в общем случае **М:1**, что допускает различную степень резервирования: от 1:1 (100%) до меньшей степени, например, **4:1** (25%), когда на 4 **основные трибные интерфейсные карты** используется **одна резервная**, которая **автоматически** выбирается системой кросс-коммутации при отказе одной из основных. Этот метод широко (если не повсеместно) распространен в аппаратуре SDH для резервирования **трибных карт 2 Мбит/с** (4:1 или 3:1 для STM-1 или 16:1, 12:1, 8:1 для STM-4), а также резервирования наиболее важных **сменных блоков**, например, **блоков кросс-коммутации** и **систем управления** и **резервного питания**, время переключения которых на запасные не превышает обычно 10 мс.

4. В четвертом случае резервирование как таковое не используется, а работоспособность системы в целом (на уровне агрегатных блоков) восстанавливается за счет **исключения поврежденного узла** из схемы функционирования. Так, системы управления SDH мультиплексоров обычно дают возможность организовывать *обходной путь*, позволяющий пропускать поток агрегатных блоков мимо мультиплексора в случае его отказа (рис. 3.38, б).

5. В пятом случае, характерном для сетей **общего вида** или **ячеистых сетей**, в узлах сети устанавливаются кросс-коммутаторы *систем оперативного переключения*, которые



осуществляют в случае отказа, вызванного либо разрывом соединительного кабеля, либо отказом узла последовательной линейной цепи, реконфигурацию прилегающих (входящих или исходящих) участков сети и соответствующую кросс-коммутацию потоков. Процедура такой реконфигурации может быть **централизованной** или **распределенной**. В первом случае она осуществляется **сетевым центром управления**, что может быть реализовано достаточно просто, во втором — совместное решение о реконфигурации должно вырабатываться группой прилегающих систем оперативного переключения. Могут применяться и комбинированные методы.

Использование систем **оперативного переключения** по принципу организации защиты напоминает схему резервирования 1:1 метода резервирования по разнесенным трассам. Разница, однако, состоит в том, что в последнем случае физический или виртуальный канал уже существует, тогда как в первом он формируется в момент оперативного переключения (действие более характерное для коммутатора/маршрутизатора в сетях пакетной коммутации).

Признаками для активизации защитного переключения могут быть следующие показатели (сигналы):

- **ухудшение сигнала (SD — Signal Degrade)**, когда значение коэффициента ошибок по битам (BER) находится в диапазоне  $10^{-3} \dots 10^{-9}$ ;
- **потеря сигнала (LOS — Loss Of Signal)**;
- **потеря цикла (LOF — Loss Of Frame)**;
- **избыточный коэффициент ошибок** по битам для **секции мультиплексирования** ( $\geq 10^{-3}$ ).

Активизация переключения с перемаршрутизацией потока на резервный тракт может быть осуществлена:

- ручным способом на основании команд, полученных системой управления;
- автоматическим способом, посредством закодированной информации, содержащейся в байтах K1 и K2 заголовка STM-1.

**Резервирование секций и трактов** (соединений подсети) применяется в любых конфигурациях транспортных сетей. Однако особое положение в этом смысле имеют сети кольцевой архитектуры. **В кольцевых сетях** предусмотрены следующие варианты защиты:

- **однаправленное кольцо 2-волоконное с защитой тракта и секции мультиплексирования;**
- **двунаправленное кольцо 2- и 4-волоконное с защитой секции мультиплексирования.**

Принципы однонаправленности и двунаправленности соединения в кольцевой сети демонстрируются на рис. 3.39. Эти соединения могут быть выполнены в любой из транспортных сетей (SDH, ATM, WDM), однако различаются принципами реализации (электронные, оптические, протокольные). При этом в SDH и WDM сетях защита носит характер физического переключения, а в сети ATM — характер протокольного изменения пути доставки данных.

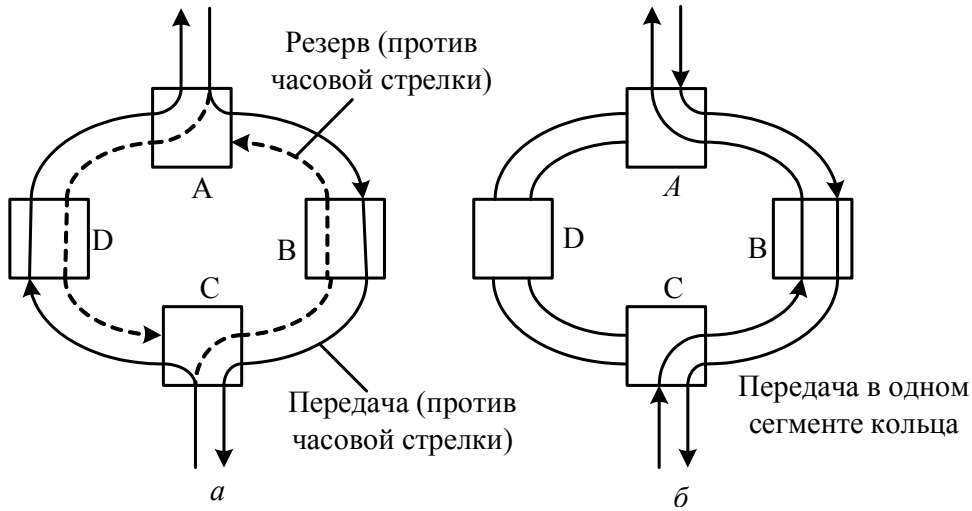


Рис. 3.39. Однонаправленное (а) и двунаправленное (б) кольца SDH

В случае **однонаправленного** кольца возможна как защита тракта, так и защита секции мультиплексирования. Допустим, что при условии нормального функционирования внутреннее кольцо (по часовой стрелке) предназначено для рабочего режима, в то время как внешнее (против часовой стрелки) используется как резервное (рис. 3.40, а).

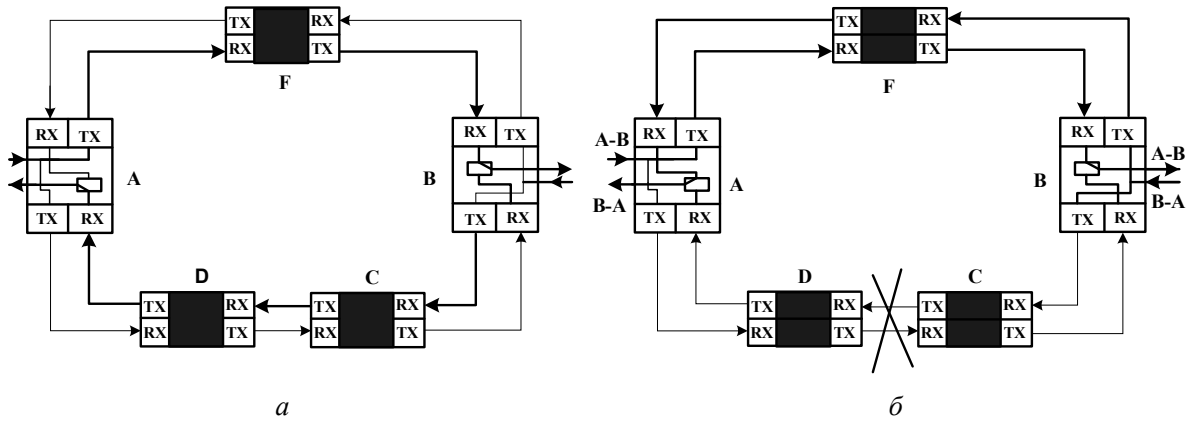


Рис. 3.40. Однонаправленное кольцо с защитой тракта:  
а — при нормальном функционировании; б — при обрыве линии

Сигналы от обоих рассматриваемых узлов (В и Е) посылаются параллельно как во внешнее кольцо, так и во внутреннее. При повреждении, например, между узлами С и D (рис. 3.40, б) путь передачи от Е к В остаётся прежним, а путь от В к Е переходит на резервное кольцо после необходимого переключения на станции Е. Заметим, что кольца с защитой тракта не функционируют на основе критериев, передаваемых посредством байтов К1 и К2.

Предположим, что однонаправленное кольцо с защитой секции мультиплексирования в условиях нормального функционирования передаёт сигналы двунаправленной связи (например, от В к Е или от Е к В) по кольцу в одном и том же направлении (рис. 3.41). В случае повреждения между узлами С и D трафик в направлении от В к Е сохраняет тот же маршрут (рис. 3.41, б).

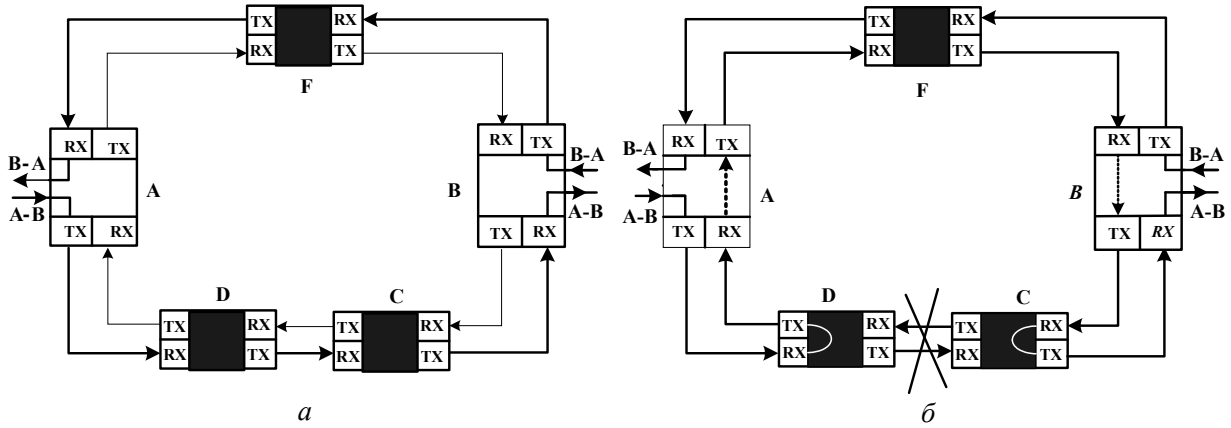


Рис. 3.41. Однонаправленное кольцо с защитой мультиплексора:  
*a* — при нормальном функционировании; *б* — при повреждении линии

Для передачи сигнала от E к B в данном случае осуществляется первый шлейф в узле D и трафик направляется на резервный путь. Дальнейший путь сигнала прокладывается последовательно через узлы E, A, B к узлу C, где через второй шлейф сигнал достигает пункт назначения — узел B.

Сеть в виде кольца с защитой секции мультиплексирования использует байты K1 и K2 при коммутации сообщений.

В **двунаправленных** кольцах может осуществляться только защита на уровне секции мультиплексирования. В схеме двунаправленного кольца с двумя волокнами сигналы двунаправленной связи (например, от B к E или от E к B) в условиях нормального функционирования пересекают одни и те же секции кольца, поэтому в случае повреждения поражаются оба направления (рис. 3.42,*a*). Если наблюдается повреждение, например в секции CD, то сигнал из E в B, достигая узел D, переводится в резервное (внутреннее) кольцо посредством петли на терминале D (рис. 3.42,*б*). После прохождения через узлы E, A и B сигнал достигает станцию C, где через шлейф вставляется в рабочий поток внешнего кольца и достигает узел B. Аналогичным образом происходит передача сигнала и в обратном направлении.

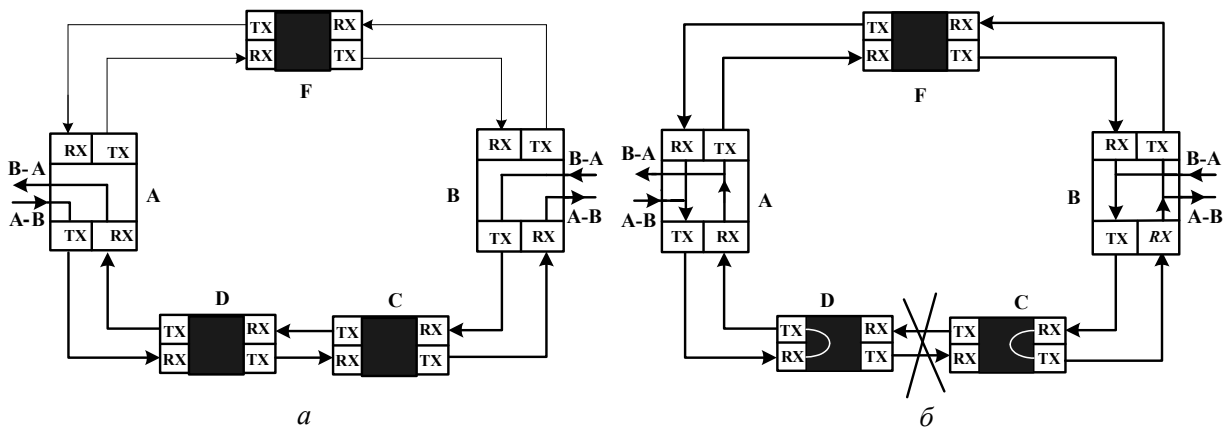


Рис. 3.42. Двунаправленное кольцо с защитой мультиплексора:  
*a* — при нормальном функционировании; *б* — при повреждении линии

Защитные переключения в кольцевых сетях, резервирование секций получили общее обозначение **MS SPRing** (Multiplexer Section Shared Protection Ring) — кольцо разделяемой защиты секции мультиплексирования.

Для защиты трафика (каналов) при переключениях установлен норматив на время переключения. Согласно рекомендациям ИТУ-Т G.841 и G.842 время переключения не должно превышать (30÷50) мс.

Резервирование блоков оборудования транспортной сети используется во избежание прерываний связи при отказе компонентов. **Наиболее ответственные блоки оборудования**, например, кроссовые коммутаторы SDH (LPC, NPC) или блоки тактового синхронизма (CLK или SETS), **резервируются по схеме 1+1**. Возможно резервирование компонентных блоков, например, блоки интерфейсов **LOI** (интерфейс тракта низшего порядка) и **НОI** (интерфейс тракта высшего порядка) могут резервироваться по схемам 1+1; 1:3; 1:4; 1:N (N:10). Однако некоторые блоки оборудования транспортных сетей могут **не резервироваться**, например, в оборудовании SDH блоки **ОНА** (блок функций доступа к заголовкам), **SEMF** (блок функций управления синхронным оборудованием).

## 4. СИНХРОНИЗАЦИЯ ЦИФРОВЫХ СЕТЕЙ

### 4.1. Общие положения

Любая процедура дискретизации, передачи и приема данных в виде двоичного сигнала требует согласованности частот передачи и приема, в противном случае передаваемая информация будет принята с искажениями. Проблемы синхронизации не ограничиваются только цифровой **первичной** сетью, но имеют важное значение и при эксплуатации **вторичных** сетей передачи данных (СПД, ISDN, цифровой телефонии и др.). Поскольку в системе электросвязи первичная сеть представляет собой ядро сети и создает каналы для вторичных сетей, то и сеть синхронизации (СС) наиболее корректно строится в следующем порядке: сначала создается СС первичной сети, а затем вторичная сеть синхронизируется от первичной сети.

В технологии современной связи существуют три основных понятия синхронизации: частотная, фазовая и временная [21]. Наиболее важным типом синхронизации для первичной сети является **частотная синхронизация** (ЧС), которая означает согласованность генераторов различных цифровых устройств в сети по частоте. В этом случае в идеале все генераторы сети работают с одинаковой частотой, скорость передачи цифровой информации с высокой степенью точности равна скорости приема, в результате в системе связи нет ошибок, связанных с нарушениями синхронизации. Именно ЧС представляет главный интерес для операторов связи.

Для достижения синхронизации в сети необходимо передать информацию о тактовой частоте всем устройствам в сети. Для этой цели часто используются *синхросигналы*. В процессе передачи синхросигналов по сети они подвергаются различным воздействиям. В результате качество сигнала ухудшается, что приводит к нарушениям параметров синхронизации в сети.

Рассмотрим общие вопросы синхронизации, связанные с взаимодействием различного оборудования цифровой передачи и коммутации. В основном синхронизация сети представляет собой синхронизацию коммутационных станций. В этом случае линии передачи могут быть синхронизированы автоматически путем получения хронизирующих тактовых колебаний из узла коммутации. Рассматривая синхронизацию сети в целом, следует, очевидно, тактовую частоту в исходящих из станции трактах передачи определять генератором данной станции, а тактовая частота в трактах приема должна зависеть от частоты генератора соседней (передающей) станции.

Прежде чем рассматривать вопросы влияния системы синхронизации на основные параметры качества услуг в современных телекоммуникациях, рассмотрим природу возникновения **нестабильности** сигналов синхронизации. Из самого понятия частотной синхронизации следует, что под нестабильностью сигналов синхронизации понимаются различные нестабильности частоты сигнала [9, 21].

В практике современных телекоммуникаций нестабильности сигналов синхронизации или хронизирующих сигналов возникают как по физическим причинам из-за внешних электрических помех и изменения физических параметров линии передачи в сигнале на приеме, так и по алгоритмическим причинам (например, джиттер стаффинга и смещения указателей (*pointers*) в формате кадра SDH). Результирующую нестабильность тактовой частоты называют фазовым дрожанием хронизирующего сигнала или **джиттером**. В зависимости от частоты фазового дрожания сигнала различают высокочастотное фазовое дрожание — **собственно джиттер** — с частотой выше 10 Гц и низкочастотное фазовое дрожание (иногда называемое дрейфом фазы) — **вандер** — с частотой ниже 10 Гц [1]. Параметры собственно джиттера наиболее сильно влияют на параметры фазовой синхронизации (в частности, на работу петель ФАПЧ). В отличие от джиттера, который преобразуется различными цепями и устройствами, вандер легко проходит без изменений через цепи фазовой синхронизации, может значительно накапливаться в сети и воздействует на систему синхронизации. Поэтому вандер представляется для систем синхронизации одним из наиболее важных параметров.

Основной **алгоритмической** причиной нестабильности частоты является режим выравнивания скоростей объединяемых потоков с использованием битового или байтового стаффинга, например, смещения указателей.

Основными **физическими** причинами нестабильности частоты являются: электромагнитная интерференция; шум и помехи, воздействующие на цепь синхронизации в приемнике; изменения длины тракта; изменения скорости распространения; доплеровские сдвиги от подвижных оконечных устройств; нерегулярное поступление хронизирующей информации.

- **Помехи и шумы** влияют в первую очередь на фазовую синхронизацию и обычно не приводят к появлению вандера.

- **Изменения длины тракта** в результате температурного расширения (сжатия) среды передачи или изгиба радиотракта в атмосфере влияют на систему частотной синхронизации, поскольку изменение скорости передачи эквивалентно вандеру, основному параметру нестабильности систем частотной синхронизации. Наиболее значительны изменения длины тракта при связи через спутники. Для современных спутников на геостационарной орбите изменения длины тракта составляют примерно 300 км, что соответствует изменениям времени прохождения примерно на 1 мс.

- **Изменение скорости** распространения сигналов также приводит к вандеру.

- Значительным источником потенциальной нестабильности тактовой частоты на приеме являются **доплеровские сдвиги**, возникающие при движении самолетов, спутников и других подвижных объектов. Например, доплеровский сдвиг при движении самолета со скоростью 500 км/ч эквивалентен нестабильности тактовой частоты, равной  $5 \cdot 10^{-7}$ . По существу, оказывается, что доплеровские сдвиги являются результатом изменения длины тракта.

- Фазовые дрожания в восстановленных колебаниях тактовой частоты увеличиваются в течение периодов времени с относительно **низкими плотностями «единиц» в цифровом потоке**, вызывая нерегулярное поступление хронизирующей информации, что также при-

водит к нестабильности тактовой частоты. Именно требование повышения плотности хранимой информации привело к необходимости замены линейного кода АМІ на линейный код HDB-3 в системах ИКМ.

Для того чтобы цифровая сеть с несколькими участками передачи и коммутационными станциями могла работать синхронно по битам и циклам, необходимо обеспечить достаточное соответствие (синхронизм) между тактовыми частотами в трактах приема и передачи. Различия в тактовых частотах приводят к появлению «**проскальзываний**» (*slip*), вследствие чего в групповом сигнале теряются один или несколько бит либо появляются один или несколько лишних бит. Для минимизации нежелательных явлений, связанных с проскальзываниями, используют **эластичные буферы** размером в один или несколько циклов. В этом случае реализуется механизм **управляемых** проскальзываний: в момент переполнения буфера вся информация в нем полностью стирается, буфер опустошается. Это приводит к потере одного цикла информации, однако не способствует потере цикловой синхронизации. Управляемые проскальзывания в настоящее время являются единственно допустимыми в цифровых сетях связи. В дальнейшем под проскальзыванием будет пониматься управляемое проскальзывание. Различают три случая.

- Тактовая частота в линии больше тактовой частоты станции. Буферные запоминающие устройства в коммутационной станции заполняются с большей скоростью, чем освобождаются; переполнение памяти приводит время от времени к **потере информационных бит** (скольжения первого типа или положительное проскальзывание). При передаче речи это приводит к тому, что изредка можно услышать короткий щелчок.

- Тактовая частота в линии совпадает с тактовой частотой станции. Скорости записи и считывания для буферного запоминающего устройства одинаковы; имеет место **синхронная работа**.

- Тактовая частота в линии меньше тактовой частоты станции. Буферные запоминающие устройства в коммутационной станции считываются с большей скоростью, чем заполняются; в результате этого время от времени за счет повторного считывания появляются **лишние информационные биты** (скольжения второго типа или отрицательное проскальзывание). При передаче данных и сигнальной информации это приводит иногда к значительному ухудшению качества передачи.

В зависимости от среднего уровня рассинхронизации будут возникать битовые проскальзывания, т.е. ошибки в считывании бита. Битовые проскальзывания будут нарушать цикловую синхронизацию. В этой связи наиболее желательными являются цикловые проскальзывания, которые приводят к потере цикла информации, однако не ведут к нарушению цикловой синхронизации. Например, одно битовое проскальзывание приводит в современных цифровых АТС к потере до 3 циклов информации, что необходимо для восстановления цикловой синхронизации. Такие проскальзывания называются **неуправляемыми**.

В практике эксплуатации проскальзывания приводят к появлению параметра секунд неготовности канала (UAS — Unavailability Seconds), отсчитываемого с момента потери

цикловой синхронизации или после 10 последовательных SES (секунд, пораженных ошибками, Severly Errored Seconds). Один SES — период времени длиной 1 с, в течение которого коэффициент ошибок по битам был более  $10^{-3}$ . Ошибки, возникающие в первичной сети из-за нарушений в СС, редко касаются одного узла. Обычно нарушения в СС распространяются ниже по иерархии синхронизации и приводят к каскаду узлов с ошибками.

Влияния проскальзываний на различные услуги связи и параметры каналов первичной сети представлены в табл. 4.1 [21].

Таблица 4.1

## Влияние проскальзываний

Первичная сеть	Влияние на параметры каналов
На основе PDH	Проскальзывания, потеря цикловой информации, увеличение параметра UAS, SES, пакетные ошибки
На основе SDH	Смещение указателей, появление алгоритмического джиттера в полезной нагрузке
Услуги (вторичные сети)	Влияние на качественные параметры
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Телефонная связь</li> <li>• Факсимильная связь</li> <li>• Передача данных в канале ТЧ (модемная, ADSL, HDSL и т.д.)</li> <li>• Видео</li> <li>• Кодированные данные (вокодер)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Появление импульсных помех в виде щелчков</li> <li>• Искаженные строки</li> <li>• Потеря данных, всплески значения BER (Bit Error Rate, коэффициента ошибок по битам)</li> <li>• Замирание кадра на экране</li> <li>• Потеря соединения</li> </ul>

## 4.2. Современная концепция построения систем синхронизации

Современная концепция построения СС [18, 21] характеризуется полномасштабным внедрением концепции интегрированных СС (**BITS** — Bilding Intrgrated Timing Supply). Концепция BITS представлена в виде схемы на рис. 4.1 и включает три основные подсистемы: **межузловой синхронизации** (Interoffice Timing), **внутриузловой синхронизации** (Intraoffice Timing) и **подсистему контроля и управления качеством синхронизации** (**QoS** — Quality of Service).

Система межузловой синхронизации (СМС) предусматривает размещение в ключевых узлах сети генераторов синхронизации и построение системы распределения синхрочастот по сети. СМС является основой любой СС и основной ее частью, поэтому именно эта подсистема BITS наиболее важна при проектировании, эксплуатации и модернизации сети. СМС имеет собственную топологию, часто отличную от топологии сети, и тесно связана со структурой телекоммуникационной сети как первичной, так и вторичной. При расширении и реконфигурации сети связи СМС также должна изменяться и модернизироваться.



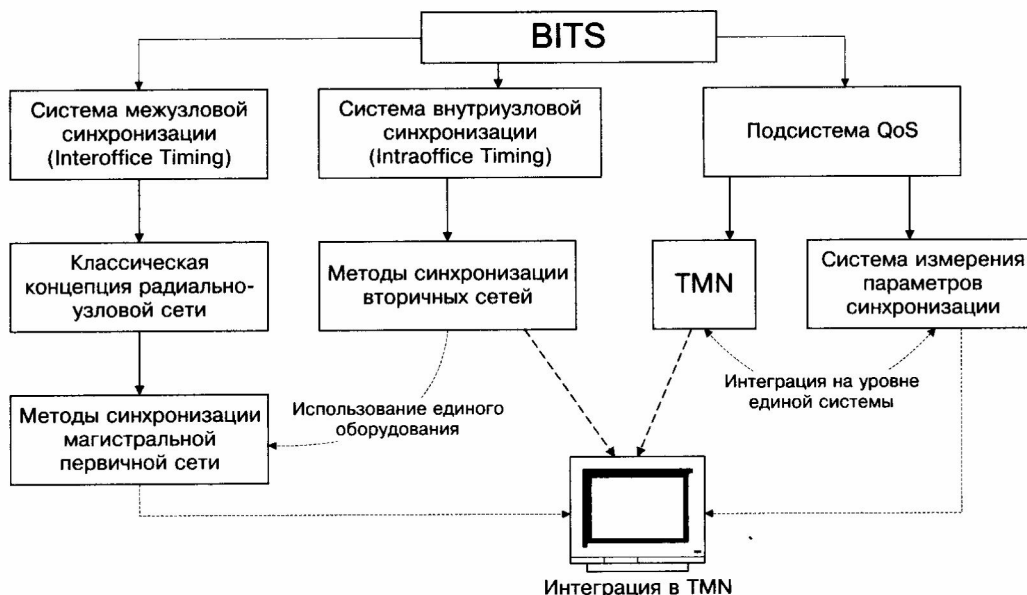


Рис. 4.1. Концепция построения интегрированных систем синхронизации (BITS) [21]

Система внутриузловой синхронизации (СВС) имеет более локальное значение по сравнению с СМС, поскольку эта система определяет порядок синхронизации различных цифровых устройств в пределах одного узла сети. В СВС могут входить специальные генераторы СС, однако в большей степени эта система строится на основе объединения генераторов, входящих в состав цифровых устройств связи, размещенных на узле. В отличие от СМС, которая должна проектироваться, строиться и обслуживаться системно, с учетом топологии и процессов, проходящих во всей сети, СВС создается локально, привязываясь к конкретному узлу связи. Модернизация сети связи может требовать модификации СВС только в случае, если первая модернизирует конкретный узел или приводит к изменению параметров синхросигнала, от которого синхронизируется данный узел.

Учитывая, что в последнее время значительно повысились требования к надежности и качеству систем синхронизации, в состав современной СС включается подсистема контроля и управления качеством системы синхронизации (QoS). Основным её назначением являются управление, диагностика и тестирование системы синхронизации. Высокие параметры качества и надежности системы синхронизации требуют от оператора постоянного контроля за ее состоянием. Для осуществления управления СС создается система управления, интегрированная в общую платформу TMN, так что оператор имеет возможность контролировать состояние СС и осуществлять ее реконфигурацию из единого центра в режиме реального времени.

Особенностью современной СС является также необходимость регулярных измерений параметров синхросигналов. Опыт показывает, что точный расчет параметров синхросигналов даже на сети топологии средней сложности (например, более 20–30 узлов) с учетом резервирования каналов распределения синхросигналов представляет собой очень сложную задачу. Поэтому развертывание СС и измерение параметров синхросигналов

осуществляются параллельно методом итераций: вначале создается СС как **наложенная** на существующую сеть система, топология такой системы делается из общих соображений, параметры синхросигналов рассчитываются **оценочно**; затем производятся **измерения** параметров синхросигналов в наиболее ключевых точках; на основании данных о параметрах синхросигналов принимается **решение** о модернизации определенного участка СС; затем выполняется **модернизация**, ее эффективность проверяется на основании **измерений** параметров синхросигналов в новой системе и т.д. В результате измерительный компонент становится очень важным компонентом динамически развиваемой СС. Обычно измерения проводятся либо отдельными измерительными приборами, либо территориально-распределенными измерительными комплексами (ИКС). В последнем случае измерительная подсистема и подсистема управления объединяются в рамках общего программного обеспечения на основе TMN (см. рис. 4.1). Важным следствием применения этого метода является то, что СС создается и модернизируется на основании данных о параметрах синхросигналов сети и требований к их параметрам.

#### 4.2.1. Структура системы межузловой синхронизации

СМС является основой системы синхронизации и представляет собой объединение задающих генераторов узлов СС по сети связи. Рассмотрим основные режимы работы генераторов межузловой синхронизации в системе связи. В мировой практике существует несколько режимов работы генераторов, определяющих топологию СМС. Схемы синхронизации сети могут быть разделены на схемы **принудительной** (сервосинхронной, гомохронной, другое название — система «ведущий-ведомый» («*master-slave*»)), **независимой** (асинхронной, гетеросинхронной, плезиохронной) и **взаимной** (автосинхронной) синхронизации.

1. На рис. 4.2 показана схема **независимой синхронизации**, которая используется для плезиохронной работы телекоммуникационных узлов, например, при взаимодействии национальных систем связи, каждая из которых имеет свою систему синхронизации. Сети, построенные по данному методу, называются **анархическими сетями**. Каждый узел сети имеет собственный локальный тактовый генератор (PRS — Primary Reference Source). Независимо от остальных узлов сети он задает тактовую частоту и фазу (**асинхронный режим**). Для предотвращения достаточно больших потерь информации в результате проскальзываний необходимо обеспечить стабильность частоты и фазы тактовых генераторов в заданных допусках (**плезиохронный режим**). Согласно данной схеме, цифровое оборудование в сети синхронизируется независимо и взаимодействует друг с другом только через каналы трафика. Различие тактовых частот, неизбежное для такой схемы, будет приводить к появлению в ней проскальзываний и точек рассинхронизации.

Схема независимой синхронизации в сетях связи используется редко, только для соединения региональных сетей, имеющих свои независимые СС, а также для синхронизации в спутниковом канале.

В рекомендации G.811 МККТТ установил нормы на стабильность задающих генераторов для всех международных связей цифровых коммутационных станций. Норма на стабильность, равная  $10^{-11}$ , означает, что проскальзывания на линиях, соединяющих международные коммутационные центры, будут происходить один раз в 70 дней [29] (при этом предполагается, что частота одного задающего генератора отклоняется на  $10^{-11}$  в положительную сторону, а частота другого генератора — на  $10^{-11}$  в отрицательную сторону). Такой стабильностью обладают цезиевый или рубидиевый генераторы.

2. Другим вариантом построения СМС является использование принципа *принудительной синхронизации*, когда один узел сети синхронизируется от другого. Такая схема принята в международной практике как схема построения СМС выделенных сетей или их участков, поскольку обеспечивает наибольшую стабильность работы системы. Принцип принудительной синхронизации предусматривает построение иерархической структуры синхронизации с одним или несколькими первичными генераторами синхросигнала. Сети данного типа носят название **деспотических сетей**. В деспотических сетях величины частот всех узлов сети определяются частотой центрального тактового генератора (ведущего или главного). При выходе из строя главного тактового генератора сеть переходит в плезиохронный режим. При наличии нескольких узлов сеть может строиться по **иерархическому** принципу, согласно которому узлы более высокого иерархического уровня являются ведущими по отношению к узлам более низкого иерархического уровня (рис. 4.3). Все генераторы станций и узлов должны при этом иметь возможность внешнего управления частотой, которое может осуществляться как в аналоговом (непрерывно), так и в дискретном режиме (с периодической корректировкой). Генераторы высших уровней иерархии должны иметь более высокую стабильность, чем генераторы низших уровней. На высших уровнях иерархии в цифровых АТС обычно предполагается передавать эталонный сигнал частотой 2048 кГц, а на более низких уровнях — сигналы цикловой синхронизации частотой 8 кГц. Основная проблема построения такой сети с принудительной синхронизацией заключается в наличии надежных и стабильных во времени трактов передачи сигналов синхронизации. Для обеспечения надежности системы эти тракты должны резервироваться одним или двумя резервными трактами, а в случае аварийной ситуации каждая станция должна продолжать функционирование в плезиохронном режиме.

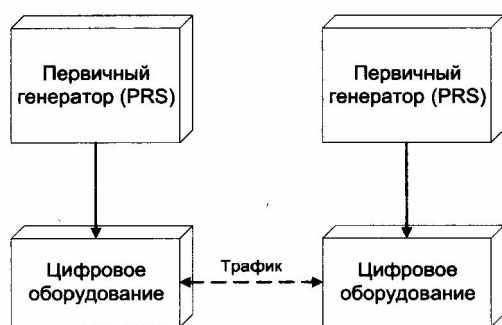


Рис. 4.2. Иерархическая сеть

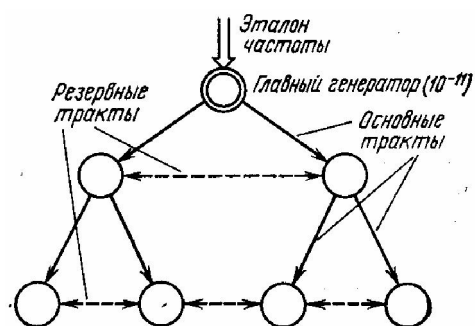


Рис. 4.3. Схема независимой синхронизации

От PRS синхросигналы распределяются по каналам передачи ко всем генераторам СС, называемым вторичными задающими генераторами (ВЗГ). Все ВЗГ работают в режиме принудительной синхронизации и образуют многоуровневую иерархию источников синхронизации. Источники более низкого уровня иерархии берут синхросигнал от источников более высокого уровня, хотя допускаются связи между источниками внутри одного уровня. В результате каждый источник синхронизации в системе связи синхронизирован по цепи от первичного эталонного генератора. Чем длиннее цепочка, тем больше ухудшение параметров синхросигнала. Поэтому при построении СС и ее модернизации одним из основных законов является проектирование СС таким образом, чтобы количество переприемов синхросигнала было минимальным для каждого направления. Чтобы добиться этого, иногда требуется разделить систему связи на несколько регионов и разместить в каждом регионе PRS. В этом случае для каждого региона строится своя иерархия под управлением PRS, а регионы взаимодействуют друг с другом по схеме независимой синхронизации (плезиохронной работы). При такой структуре сети носят название **олигархических** сетей [22]. Некоторые узлы сети, которые являются полностью равноправными между собой, задают тактовую частоту в сети и управляют остальными узлами. Таким образом можно создавать подсети, в пределах которых обеспечивается стабильность частоты.

Так, например, система межузловой синхронизации ВСС РФ состоит из 5 регионов плезиохронной работы [21]. Образование регионов плезиохронной работы может происходить как по причинам технического плана, так и по административно-политическим.

**3. Взаимная синхронизация** предусматривает синхронизацию равноправных устройств путем усреднения тактовых частот. Сети, использующие принцип взаимной синхронизации, носят название **демократических** сетей. Все генераторы узлов сети участвуют в установлении средней, общей для всей сети, тактовой частоты. В каждом узле входящие опорные частоты усредняются, и этот результат используется в качестве тактовой частоты для местного использования и для передачи. Как правило, тактовая частота сети стремится к единственной стабильной величине и обеспечивает теоретически максимально точную синхронизацию цифровых устройств, что было доказано в технической литературе. Однако методу присущи следующие серьезные недостатки:

- неопределенность точного значения усредненной частоты;
- неопределенность поведения во время переходных процессов;
- зависимость устанавливаемой для каждого значения тактовой частоты  $f_T$  от времени распространения сигналов по линиям связи;
- территориально распределенные СС не могут обеспечить высокую надежность соединений по методу полносвязной сети, в этом случае само усреднение технически реализовать сложно;
- большое количество устройств в сети приводит к резкому увеличению количества соединений по синхронизации, что также нежелательно;
- сбой любого устройства в схеме способствует значительной деградации всей СС;

- схема взаимной синхронизации предусматривает равноправность устройств, что находится в противоречии с иерархической структурой систем связи.

В практике построения СС современных сетей связи этот вариант организации синхронизации не нашел большого распространения. Обычно схема взаимной синхронизации используется не в распределенных, а в централизованных системах, например для конфигурации составного первичного эталонного генератора, в состав которого могут входить несколько резервированных цезиевых стандартов. Одной из схем резервирования может быть схема взаимной синхронизации.

Основные рекомендации по системе синхронизации цифровых телефонных сетей [22]:

- 1) на первом этапе внедрения цифровых систем коммутации все станции и узлы этих систем будут работать в плезиохронном режиме;

- 2) концентраторы, включаемые в опорные станции и оконечные станции трактов ИКМ, подключаемых к транзитным узлам, будут работать в режиме принудительной синхронизации со стороны опорной станции или транзитного узла;

- 3) долговременная нестабильность генераторов опорных станций и транзитных узлов должна быть не хуже  $10^{-9}$ ;

- 4) на опорных станциях и транзитных узлах должна быть предусмотрена буферная память на 256 бит для компенсации блужданий и уменьшения эффекта скольжения;

- 5) все генераторы электронных станций должны иметь вход для внешнего управления частотой;

- 6) цифровые сети должны синхронизироваться по методу принудительной синхронизации с возможностью перехода в плезиохронный режим в аварийных ситуациях (при повреждении трактов синхронизации);

- 7) отдельные синхронные сети будут работать между собой в плезиохронном режиме с учетом дальнейшего перехода к режиму принудительной синхронизации;

- 8) параметры устройств синхронизации, тактовых генераторов и буферной памяти должны определяться в соответствии с рекомендациями МСЭ-Т по мере появления таких рекомендаций.

Были сформулированы несколько довольно простых правил проектирования и расчета СС [21]. Первым приемом при проектировании СС стало использование графов, уже широко применявшихся при проектировании топологии систем связи. Граф синхронизации, в отличие от графа топологии сети, должен быть незамкнутым. Любое замыкание графа СС приводит к появлению так называемой «петли в СС», когда синхросигнал проходит по замкнутому пути. Как следствие возникает положительная обратная связь, усиливающая отклонения в стабильности синхросигнала, что в конечном итоге приводит к деградации всего участка СС. Поэтому основным правилом при проектировании топологии современных СС является **исключение «петель в СС»**. Это стало первой элементарной концепцией построения СС. Таким образом, топологии трафиковой сети и СС принципиально различные, поэтому СС должна проектироваться отдельно от системы связи. Например, первичная сеть

на основе *SDH*, как правило, строится на основе кольцевой топологии, недопустимой в СС.

В качестве концептуальной в построении СС была принята **радиально-узловая модель**.

Процесс развертывания СС итерационный:

- 1) создается СС как наложенная на существующую сеть система, топология такой системы делается из общих соображений, параметры синхросигналов рассчитываются оценочно;
- 2) производятся измерения параметров синхросигналов в наиболее ключевых точках;
- 3) на основании данных о параметрах синхросигналов принимается решение о модернизации определенного участка СС;
- 4) выполняется модернизация, ее эффективность проверяется на основании измерений параметров синхросигналов в новой системе и т.д.

В результате измерительный компонент становится очень важным компонентом динамически развиваемой СС. Обычно измерения проводятся либо отдельными измерительными приборами, либо территориально-распределенными измерительными комплексами (ИКС). В последнем случае измерительная подсистема и подсистема управления объединяются в рамках единого программного обеспечения на основе TMN.

Современные стандарты различают две иерархии генераторов СС: американскую ANSI и общеевропейскую, основанную на стандартах ITU-T/ETSI. Отечественные стандарты основаны на европейской иерархии. Европейская иерархия включает в себя 4 уровня генераторов синхронизации: **первичный** источник — PRS; источник **магистральной** сети — Transit Node; источник **местной** сети — Local Node; терминальное (**оконечное**) оборудование — CPE (Customer Promise Equipment).

Американская иерархия первоначально включала в состав 4 уровня *Stratum*, соответствующие общеевропейской иерархии, однако параметры реальных сетей и развитие генераторов синхронизации привели к необходимости описать в стандартах дополнительные 3 уровня, которые получили обозначение с *префиксом E* (от Enhanced — усовершенствованный). Таким образом, в настоящее время иерархия ANSI включает всего 7 уровней: Stratum 1 — первичный эталонный генератор PRS; Stratum 2E; Stratum 2 — источник магистральной сети; Stratum 3E; Stratum 3 — источник местной сети; Stratum 4E; Stratum 4 — терминальное (оконечное) оборудование.

#### 4.2.2. Структура системы внутриузловой синхронизации СВС

Система СВС имеет локальное значение в системе связи. Целью СВС является достижение синхронной работы цифровых устройств в составе узла сети.

На этапе, когда количество цифровых устройств, входящих в состав узла, невелико, применима концепция СВС «по цепи». Синхросигнал от СМС приходит на оборудование системы, принимается аппаратурой передачи, и затем от него по цепи синхронизируется все остальное оборудование узла. Для повышения стабильности синхросигналов и увеличения надежности СВС предусматриваются как прямые, так и резервные каналы передачи синхросигналов «по цепи». Такая концепция оказывается эффективной, когда на узле размещается

небольшое количество цифровых устройств. В случае увеличения количества последних удлиняются соответственно цепочки распределения синхрочастот, в результате окончное устройство в цепочке получает синхросигнал низкого качества.

Усиление требований к параметрам синхронизации (и, в первую очередь, к частоте проскальзываний) во вторичных сетях привело к тому, что концепция синхронизации «по цепи» оказалась неприменимой для современных систем связи. Ей на смену пришла концепция BITS в СВС: изменение топологии от синхронизации «по цепи» к синхронизации радиальной топологии.

В этом случае в составе узла размещается специализированный ИС — источник BITS, от которого синхронизируется все остальное оборудование узла прямыми каналами передачи синхросигналов. В качестве источника BITS может использоваться как специализированный генератор (TSG — Timing Signal Generator), так и встроенный генератор одного из цифровых устройств. В последнем случае рекомендовано выбирать в качестве генератора BITS наилучший по параметрам генератор, входящий в состав узла. Однако такое внедрение требует изменения топологии СВС. Некоторые устаревшие модели оборудования передачи и коммутации не были подготовлены к внедрению такой концепции, поскольку их оборудование работает в режиме синхронизации от входящего цифрового потока. В случае концепции BITS принцип работы оборудования меняется: оно должно работать в режиме принудительной синхронизации от внешнего источника. В результате нашли применение различные комбинированные схемы СВС, когда часть оборудования синхронизируется старым методом по цепи, а часть — новым, через TSG. В этом случае TSG становится одним из элементов цепи.

### 4.2.3. Подсистемы QoS и TMN

Третьей составной частью современной интегрированной СС является подсистема контроля и анализа качества QoS. Эта подсистема включает в себя две основные части: систему управления СС и систему измерений параметров СС. Разветвленная топология современных СС не позволяет полностью прогнозировать их поведение в случае возникновения одного или нескольких сбоев. При реконфигурации СС могут образовываться «петли» в СС, в результате чего СС может деградировать на каком-либо участке или полностью. Для борьбы с такими нежелательными последствиями используется мониторинг параметров синхронизации в режиме реального времени, в результате чего подсистема контроля качества (QoS) входит как неотъемлемая часть в концепцию современных интегрированных СС.

Измерения параметров СС включают в себя две группы измерений: анализ параметров частоты передачи/приема на всех участках сети, а также ее девиации, в первую очередь вандера, и стрессовое тестирование узлов СС.

Первая группа измерений производится обычно параллельно с проведением мониторинга по параметрам ошибки. Цель организации измерений — обнаружение некорrekтностей в работе узлов СС, наличия «петель» в ней, а также поиск точек деградации качества.

Стрессовое тестирование СС выполняется с целью оценки устойчивости ее работы в случае отказа или нарушения параметров работы того или иного узла. В практике эксплуатации стрессовое тестирование делается крайне редко.

Мониторинговые измерения параметров СС могут проводиться на всех ее участках (на выходе генераторов различных уровней, в каналах системы распределения синхросигналов). По сути своей измерения представляют собой частотные измерения. Выделяются два основных метода измерений: прямые методы и методы с использованием анализаторов систем передачи. Кроме того, существуют косвенные методы, позволяющие выявить точки нарушений в СС и оценить ее общее качество (например, анализ количества проскальзываний в системах PDH или анализ активности указателей в системах SDH), но не обеспечивают измерения ее параметров.

Последней подсистемой, входящей в состав современных СС, является подсистема управления, которая включает в себя контроль состояния элементов СС и управление параметрами СС в режиме реального времени. Наиболее полно эти функции получили развитие с внедрением технологии SDH, поскольку SDH обеспечивает передачу специальных служебных сигналов о параметрах синхронизации линейного тракта. В составе байта S1 секционного заголовка SOH систем SDH передается информация о параметрах СС, получившая название сигналов SSM (System Synchronization Message). Современные системы управления позволяют контролировать параметры сигналов в режиме реального времени и устанавливать те или иные параметры SSM для каждого тракта. В результате система синхронизации SDH оказывается контролируемой в полной мере.



## 5. ЛИНЕЙНЫЕ КОДЫ В ЦСП

### 5.1. Частотно-компактные коды в основной полосе частот

В ряду мер по обеспечению качественной неискажённой передачи сигнала существенное место занимает необходимость согласования параметров сигнала со свойствами линий передачи. Проводные линии связи обладают нелинейной зависимостью затухания от частоты, особо заметной в области низких частот. Цепи, симметричные относительно потенциала земли, согласуют с несимметричными источником информации и регенераторами цифровых линий связи через симметрирующие трансформаторы (рис. 5.1) [4, с.130], не пропускающие постоянную составляющую. Тактовую синхронизирующую частоту на приемной стороне и в регенераторах выделяют обычно из передаваемой последовательности импульсов.

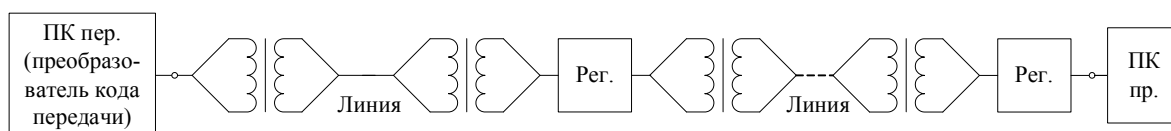


Рис. 5.1. Структурная схема линейного тракта ЦСП

Искажения импульсных сигналов [4], возникающие в линии связи, подразделяют на высокочастотные (рис. 5.2, а), вызванные погонными распределёнными параметрами линии, и низкочастотные, вызванные в основном наличием в тракте прохождения сигналов трансформаторов (рис. 5.2, б).

На рис. 5.2 приняты обозначения:

$R_{\text{лин}} = R_0 \cdot l$ , где  $R_0$  — погонное (километрическое) сопротивление линии;

$C_{\text{лин}} = C_0 \cdot l$ , где  $C_0$  — погонная ёмкость линии;

$L_{\text{тр}}$  — индуктивность первичной обмотки трансформатора;

$Z'_c$  — характеристическое сопротивление линии, приведённое к первичной обмотке трансформатора.

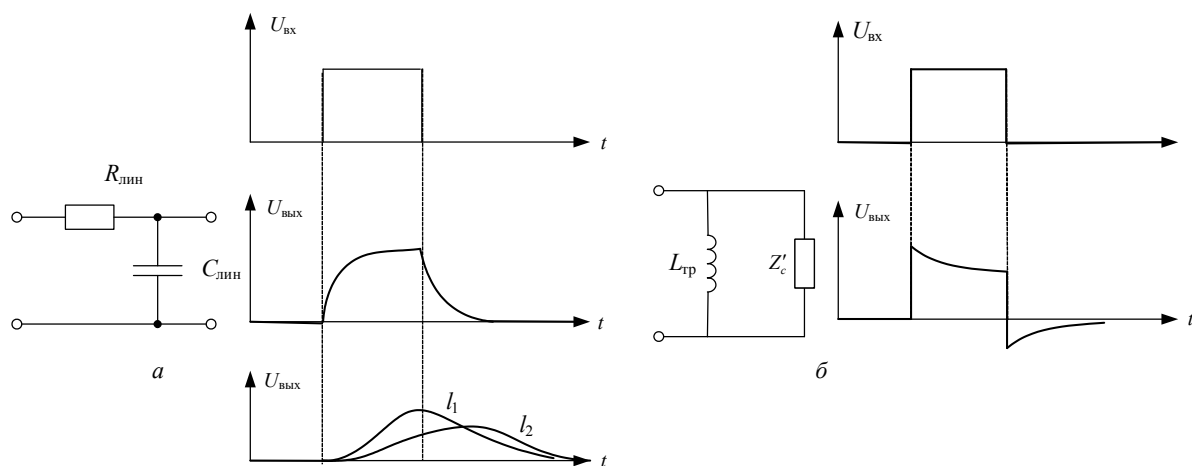


Рис. 5.2. Искажения сигналов в линии связи:

а — линейные искажения 1-го рода; б — линейные искажения 2-го рода

Суммируя перечисленные выше замечания, сформулируем требования, предъявляемые к коду в линии передачи [3]:

- 1) спектр линейного сигнала **не должен содержать постоянной составляющей** (это даёт возможность использовать трансформаторы и позволяет обеспечивать дистанционное питание регенераторов);
- 2) спектр линейного сигнала должен быть достаточно узкополосным и низкочастотным для уменьшения степени его затухания в кабеле;
- 3) должна обеспечиваться возможность выделения сигнала тактовой частоты для нормальной работы регенератора, или приёмника;
- 4) для уменьшения фазового дрожания выделенных синхронизирующих сигналов желательно, чтобы спектр передаваемой последовательности не содержал непрерывных составляющих в окрестностях тактовой частоты и вместе с тем содержал дискретную составляющую этой частоты;
- 5) структура кода должна быть такой, чтобы ошибки в процессе регенерации были обнаружены;
- 6) линейный код должен иметь простую техническую реализацию.

Кодовые посылки формируются, как правило, из ряда элементарных импульсных сигналов (рис. 5.3) [4, с. 134].

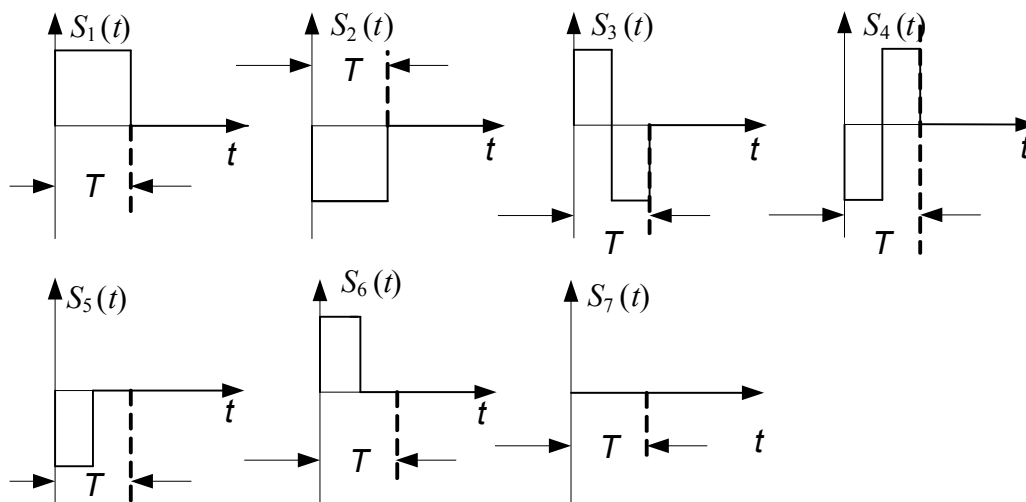


Рис. 5.3. Импульсные сигналы-компоненты кодовых посылок

По цифровым проводным линиям связи видеосигналы передаются немодулированными, т.е. в основной полосе частот. Соответственно этому применяемые коды носят название частотно-компактных [23].

Различают:

- рекуррентные коды с непрерывным ограничением числа нулей (непрерывные коды);
- алфавитные и блочные коды.

Известны также методы преобразования сигналов, обузающие спектр (например, метод **дубинарного кодирования**, почти вдвое обузающий спектр).

Платой за обужение спектра является зачастую увеличение числа амплитудных уровней, что повышает чувствительность к помехам. Кроме того, увеличивается отношение «сигнал-шум» при заданной вероятности ошибок.

К первой группе относят коды типа ЧПИ (AMI), МЧПИ (HDB-3), В6ZS, H-*n*. Вторую группу составляют коды PST, *n*ВmТ, FOMOT.

Рассмотрим несколько наиболее известных примеров группы **непрерывных** кодов.

### 5.1.1. Первая группа (непрерывные коды)

1. **Код ЧПИ** (код с чередующейся полярностью импульсов; в английской транскрипции Alternate Mark Inversion, **AMI**).

Кодовая таблица имеет вид: символу «0» соответствует пауза, символу «1» — положительный или отрицательный импульсы (рис. 5.4).

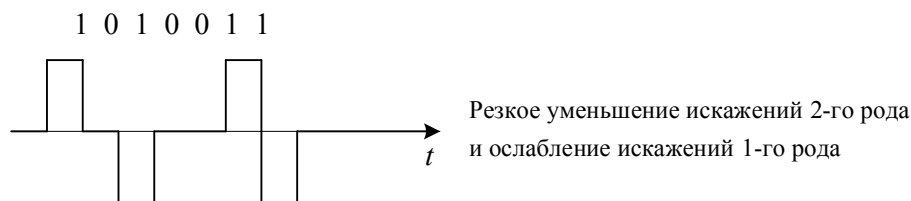


Рис. 5.4. Сигнал в коде ЧПИ

Форма энергетического спектра сигнала  $G(f)$  (рис. 5.5) демонстрирует отсутствие как постоянной составляющей, что является желательным фактором, так и дискретной составляющей с тактовой частотой  $f_T$  (что является большим недостатком).

Расчёт затухания участка регенерации и оценка взаимных влияний осуществляются на частоте  $0,5 f_T$ .

Ошибки при регенерации приводят к нарушению принципа чередования полярностей символов в линейном тракте. По числу таких нарушений оценивают коэффициент ошибок.

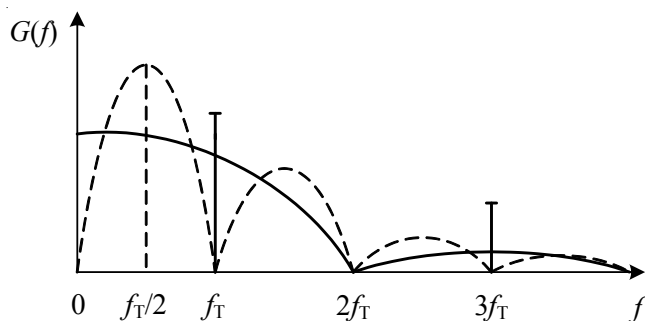


Рис. 5.5. Формы спектров сигналов:  
— исходный двоичный сигнал; - - - сигнал с ЧПИ

Существенным недостатком кода ЧПИ является нарушение нормальной работы регенераторов при передаче *длинных серий нулей*, что соответствует отсутствию сигнала на его входе. При таких условиях регенератор не может выделить сигнал тактовой частоты и достоверно регенерировать передаваемый сигнал.

## 2. Код КВП-3 (код с высокой плотностью единиц) — HDB-3 (High Density Bipolar Code).

Код HDB-3 модифицирует АМІ, сокращая число нулей в нулевом пакете до трех. При появлении четырех нулей их заменяют комбинацией V00V согласно кодовой таблице (табл. 5.1). Здесь величина В равна взятой с обратным знаком цифровой сумме (сумме единиц с учётом знаков) передаваемого сигнала, а V принимает значения  $\pm 1$  с нарушением закона чередования полярностей. Полярность В противоположна полярности предшествующего импульса, а полярность V повторяет её. Число единиц между двумя соседними импульсами V должно быть нечетным (рис. 5.6) [7].

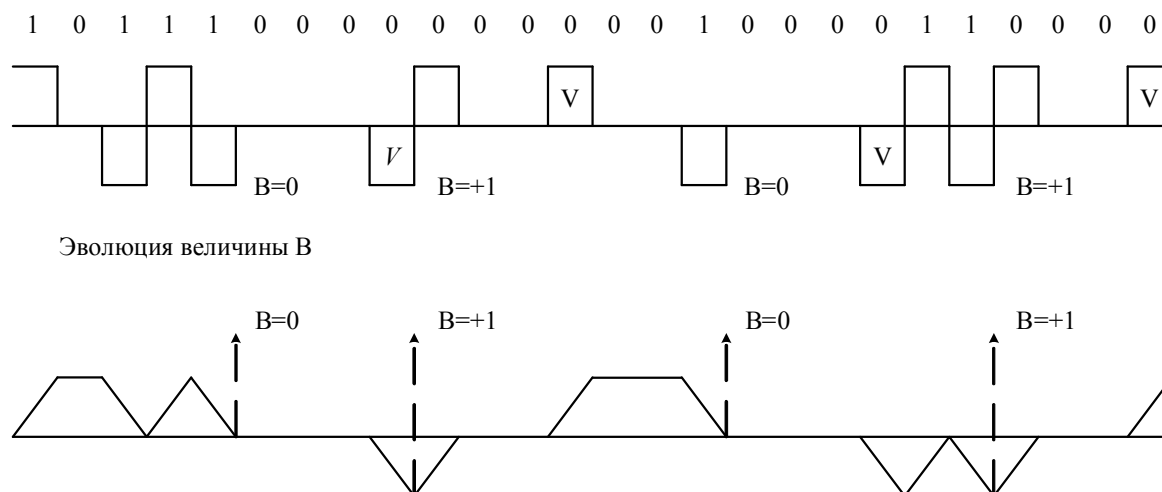


Рис. 5.6. Формирование кода HDB-3

Таблица 5.1

Кодовая таблица HDB-3

Двоичный символ	Псевдотроичный коэффициент $a_k$	Код	
01	0+1/-1 попеременно	ЧПИ(АМІ)	КВП-3 (HDB-3)
Исключение: 0000	V00V $B = -\sum a_k$ V = $\pm 1$ в нарушение поочерёдности		

На приёме V00V воспринимается как 0000 (критерий — нарушение чередования полярности импульсов).

Сравнение форм спектров сигналов в кодах NRZ, АМІ, HDB-3 показывает, что спектры кодов АМІ и HDB-3 достаточно близки друг к другу (рис. 5.7). Следовательно, добавочные балластные сигналы кода HDB-3 мало искажают процесс чередования импульсов кода АМІ.

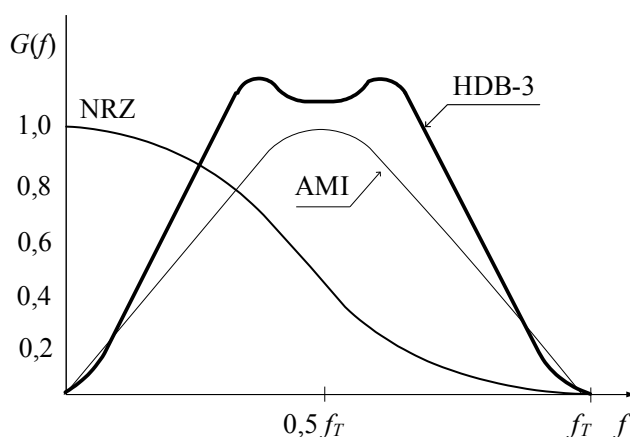


Рис. 5.7. Сравнение форм спектров сигналов в кодах NRZ, AMI, HDB-3

3. Разработано **несколько вариантов** кодов, аналогичных по исполнению коду HDB-3:

- код **B3ZS** (код HDB-2), в котором кодовая комбинация 000 замещается блоком **00V** или **B0V** (не нашёл широкого практического применения);
- в коде **B6ZS** пакет из шести нулей замещается комбинацией **0VB0VB**, при этом допускается наличие **пяти** нулей;
- в коде **B8ZS** пакет из восьми нулей замещается комбинацией **000VB0VB**, при этом допускается наличие **семи** нулей.

#### 4. Коды H-n

В кодах H-n символы 0 исходной последовательности заменяются попеременно на пары символов 00, 11, а символы 1 заменяются на пары символов 10, 01, в зависимости от предыстории (рис. 5.8).

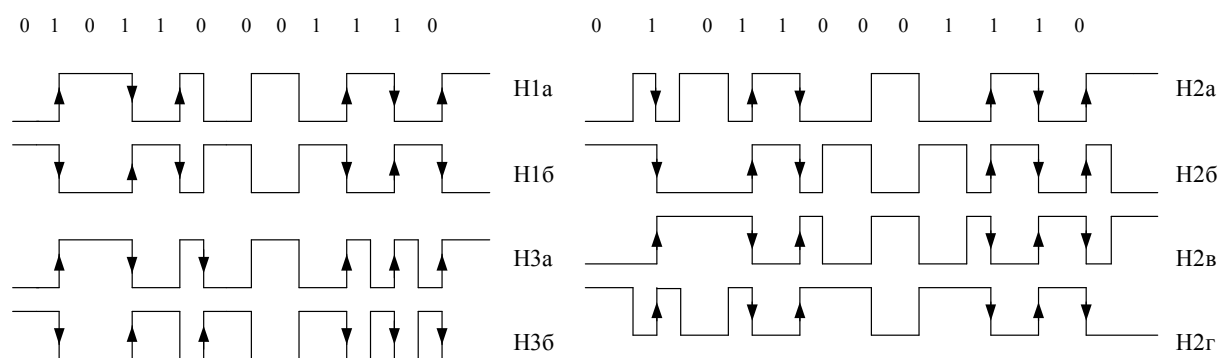


Рис. 5.8. Коды Хедемана H-n

### 5.1.2. Вторая группа (блочные коды)

Коды второй группы [7, 23, 24] формируются разбиением исходной символьной последовательности на блоки по  $m$  символов и заменой их  $n$  символами другого алфавита. Блоки преобразуют табличным способом. Для одного и того же кода могут одновременно использоваться несколько отличающихся друг от друга кодовых таблиц, называемых **модами**.

Длительное применение кодовых комбинаций одной моды вызывают появление цифровой суммы определённого знака, что свидетельствует о появлении постоянной составляющей в сигнале. Для компенсации этой составляющей кодер переходит к использованию другой моды, которая приводит к нарастанию цифровой суммы другого знака. Критерием переключения моды служит превышение цифровой суммой определённого порога. Мода должна уменьшать преобладание знака, препятствуя возрастанию постоянной составляющей.

### Код PST (парноселективный троичный)

Код PST относится к кодам типа  $mBnT$ . Для этого кода  $m=n=2$ , т.е. два двоичных символа преобразуются в два троичных (с алфавитом: +, 0, -)

Преобразование сигнала (рис. 5.9) происходит согласно кодовой таблице (табл. 5.2), содержащей моды.

Таблица 5.2

Таблица кода PST

	00	01	10	11
Мода +	- +	0 +	+ 0	+ -
Мода -	-	0 -	- 0	+ -

Мода переключается в моменты передачи комбинаций 01 или 10 в списке кодов данной моды. Затем используется другая мода.

### Коды $mBnT$

Наиболее известны коды **4B3T** и его модификация — код **FOMOT** (Four Mode Ternary). Код 4B3T имеет две моды, а код FOMOT — 4 моды (табл. 5.2).

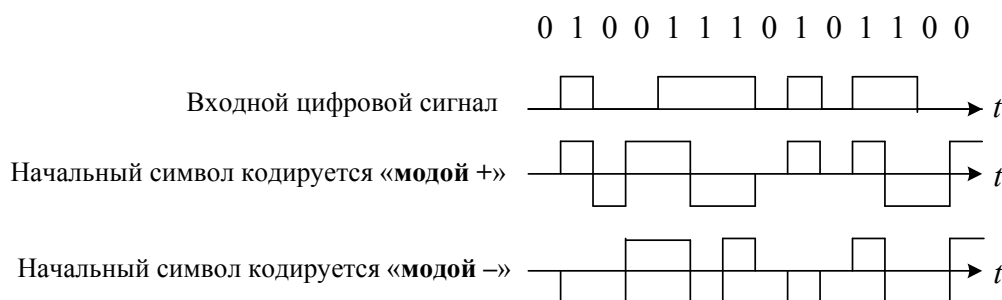


Рис. 5.9. Парноселективный троичный код

Первые шесть комбинаций принадлежат троичному перестановочному коду (**ТПК**) и не изменяют цифровую сумму. В коде 4B3T первую и вторую моды применяют попеременно при необходимости компенсации:

M1 — отрицательной цифровой суммы;

M2 — положительной цифровой суммы.

В коде 4B3T цифровая сумма может принимать значения +3, +2, ..., -3. В коде FOMOT диапазон значений цифровой суммы уменьшается до +2, ..., -2.

Таблица кодов 4ВЗТ и FOMOT

№	$m$	4ВЗТ		FOMOT			
		M1	M2	M1	M2	M3	M4
0	0000	0+-	0+-	0+-	0+-	0+-	0+-
1	0001	0-+	0-+	0-+	0-+	0-+	0-+
2	0010	+0-	+0-	+0-	+0-	+0-	+0-
3	0011	+ - 0	+ - 0	+ - 0	+ - 0	+ - 0	+ - 0
4	0100	-0+	-0+	-0+	-0+	-0+	-0+
5	0101	-+0	-+0	-+0	-+0	-+0	-+0
6	0110	0++	0--	0++	0++	--0	--0
7	0111	+0+	-0-	+0+	+0+	-0-	-0-
8	1000	++0	--0	++0	++0	0--	0--
9	1001	00+	00-	00+	--+	00+	--+
10	1010	0+0	0-0	0+0	0-0	0+0	0-0
11	1011	+00	-00	+00	+--	+00	+--
12	1100	++-	--+	++-	00-	++-	00-
13	1101	+ - +	- + -	+ - +	+ - +	+ - +	- - -
14	1110	- + +	+ - -	- + +	--00	- + +	-00
15	1111	+++	---	+++	-+-	-+-	-+-

### Коды $mВnВ$

1. Коды  $1В1В$ . Простейшим кодом  $1В1В$  является код NRZ (Non Return to Zero) — код без возвращения к нулю величины сигнала на тактовом интервале (рис. 5.10).

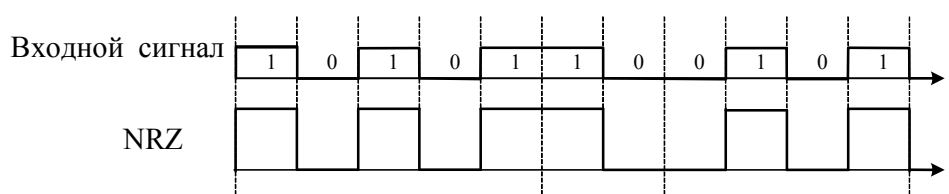


Рис. 5.10. График сигнала в коде NRZ

### 2. Коды $1В2В$

а) Простейшим кодом  $1В1В$  является код RZ (Return to Zero) — код с возвращением к нулю величины сигнала на тактовом интервале (рис. 5.11).

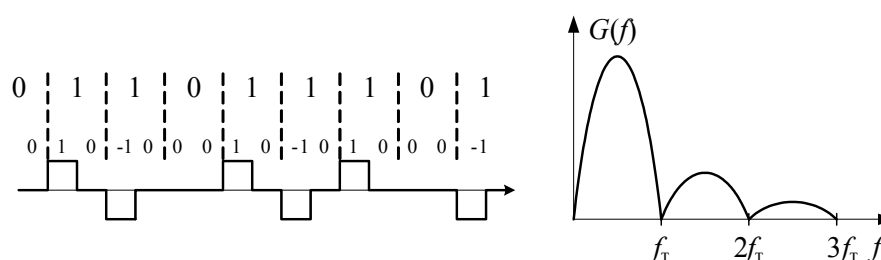


Рис. 5.11. Код AMI-RZ и его спектр

б) **Манчестерский код (1В2В)**. Среди блочных кодов большее применение на практике получил код с постоянным весом «1 из 2», который называют также биимпульсным кодом (**БК**), бифазным ВIF, кодом Уолша I. Код ставит в соответствие каждому биту входного двоичного сигнала (1 или 0) «биимпульс» — импульсную посылку, содержащую на тактовом интервале два импульса (10 или 01). Как правило, данным посылкам соответствуют физические сигналы  $S_3(t)$  для «10» и  $S_4(t)$  для «01» (см. рис. 5.4).

Известны две разновидности БК: **абсолютный** и **относительный**. Первый существует в двух модификациях (рис. 5.12): «Манчестер I» и «Манчестер II» и формируется заменой:

- Манчестер I «1» → 01 или  $S_4(t)$ , «0» → 10 или  $S_3(t)$ ;
- Манчестер II «1» → 10 или  $S_3(t)$ , «0» → 01 или  $S_4(t)$ .

**Относительный** БК формируется сохранением предыдущего биимпульса, если значение исходного текущего символа равно 1, и сменой биимпульса, если значение исходного символа 0. Существуют две модификации кода:

- отечественный код (**Стык С1-И**): 1 → повтор предыдущего, 0 → инверсия предыдущего биимпульса;

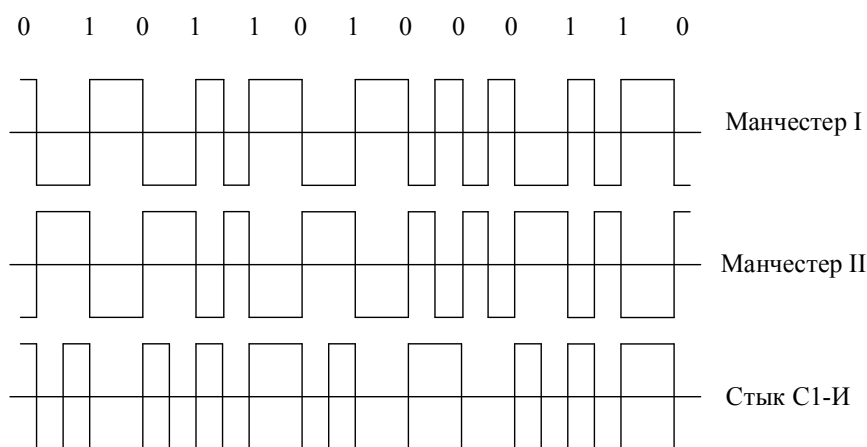


Рис. 5.12. «Манчестерский» код

- код **бифазный дифференциальный**: 0 → повтор предыдущего; 1 → инверсия предыдущего биимпульса.

Относительное кодирование позволяет решить проблему неопределённости фазы биимпульса на приёмной стороне. В результате этого стык **С1-И** не боится ошибок типа инверсии знака и переполюсовки контактов физической линии или используемых разъёмов.

Частота следования импульсов биимпульсного кода, а следовательно, и требуемая полоса частот передачи вдвое превышают частоту следования исходной двоичной последовательности.

Графики спектральной плотности сигналов в кодах ТПК, 4ВЗТ, FOMOT, БК «Манчестер» в диапазоне частот от 0 до тактовой частоты  $f_T$  показывают, что спектры этих кодов не содержат постоянной составляющей (рис. 5.13).



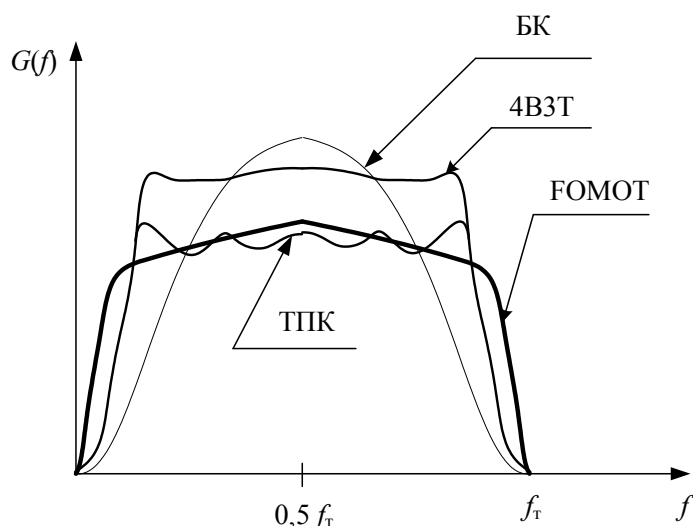


Рис. 5.13. Спектры сигналов с кодами ТПК, 4В3Т, FOMOT и БК

### в) Код Миллера

Код Миллера получается из Манчестерского кода в результате удаления одного перехода сигнала из каждых двух. График в центре рис. 5.14 показывает форму кода «Манчестер-I». Результирующий график кода Миллера показан в нижней части рисунка.

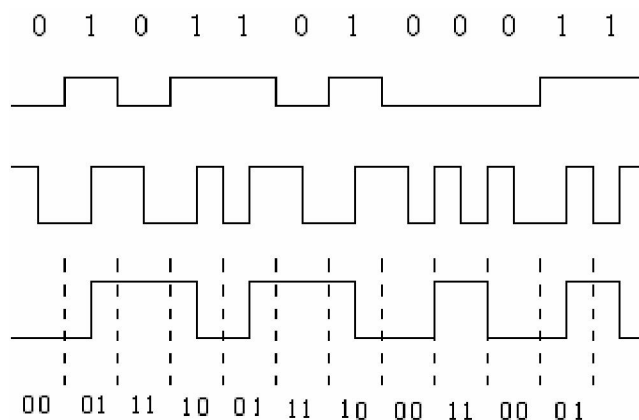


Рис. 5.14. Код Миллера

Использованная при составлении графиков **кодовая таблица** имеет вид:

- **0** отображается либо **11**, либо **00** с чередованием при передаче последовательности нулей;
- **1** отображается либо **01**, либо **10** с чередованием при передаче последовательности единиц;
- при переходе от серий нулей к сериям единиц и обратно в последующей посылке сохраняется уровень предыдущей.

Соседние переходы 10 и 01 находятся не ближе, чем на  $T$ , и не далее, чем на  $2T$ . Поэтому основная часть энергетического спектра сосредоточена ниже  $f_T$  и низкочастотная часть спектра частично подавлена ( $\approx 30\%$  НЧ составляющей спектра NRZ).

Контролируются переходы с частотой, большей  $1/T$ , что позволяет определять ошибки в регенераторе.

г) Код **СМІ** (Coded Mark Inversion)

В коде **СМІ** единицы преобразуются в импульсы без возвращения к нулю с полярностью, противоположной полярности импульса, который соответствовал предыдущей единице. Нули представляются биимпульсным сигналом (рис. 5.15) [7, с. 336].

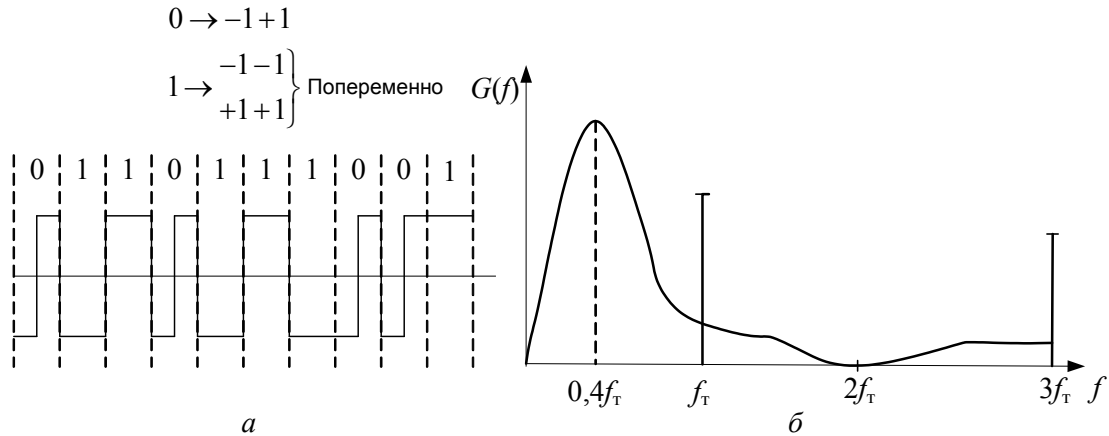


Рис. 5.15. Код **СМІ**:  
а — кодовая таблица и пример формы сигнала; б — энергетический спектр

В спектре кода **СМІ** не только отсутствует постоянная составляющая, но спектр его компактен и имеется дискретная гармоническая составляющая на тактовой частоте. Благодаря этим своим качествам **СМІ** принят ИТУ-Т в качестве кода для цифрового потока Е4, скорость передачи которого равна 139,264 Мбит/с. Недостатком кода является тот факт, что сигнал в половине тактового интервала при передаче единицы выглядит так же, как при передаче нуля, что увеличивает его чувствительность к ошибкам.

Для передачи сигналов по волоконно-оптическим линиям связи разработана модификация кода **СМІ** — код **МСМІ**, Modified Coded Mark Inversion (рис. 5.16).

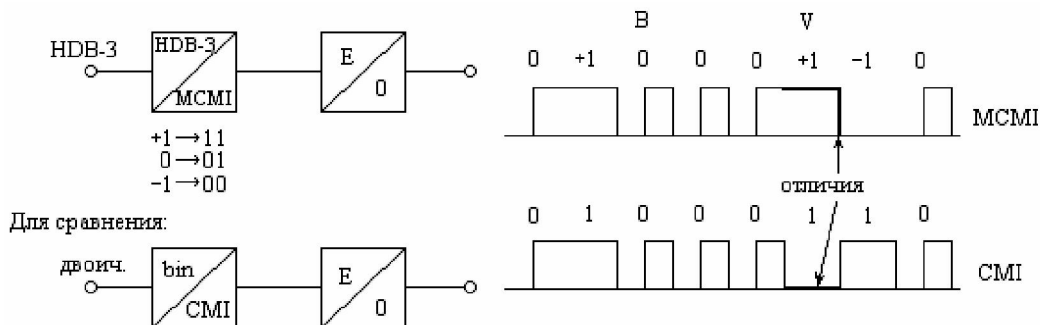


Рис. 5.16. Код **МСМІ**

Сравнительную оценку спектров кодов **СМІ**, **RZ**, **NRZ**, Миллера и **БК** дают графики спектральной плотности рис. 5.17.

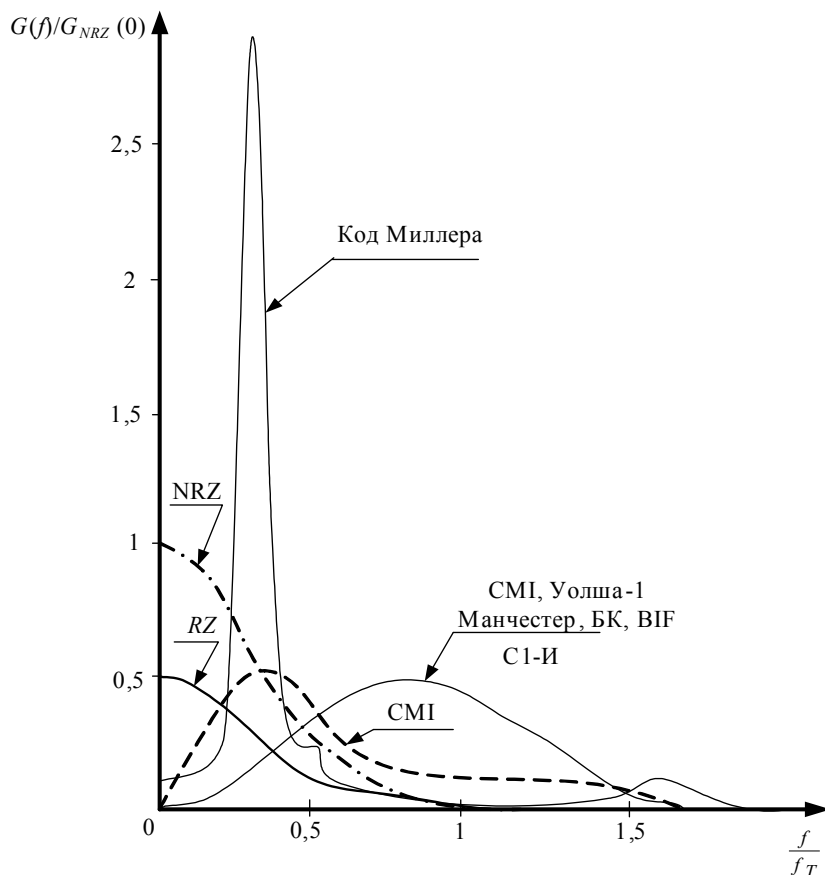


Рис. 5.17. Сравнение спектров сигналов в кодах RZ, NRZ, CMI, БК и Миллера

## 5.2. Дубинарное кодирование

К методам преобразования сигналов, обужающим спектр, относят методы коррелятивного кодирования: дубинарный, преобразование кода с коррелированными уровнями, передача с частичным откликом [9, 23]. В рамках этих методов в сигнал умышленно вносится заранее заданная межсимвольная интерференция. Цель этих методов заключается в том, чтобы в кодированной многоуровневой последовательности сделать фронты импульсных сигналов более длинными, а следовательно, требуется канал с меньшей полосой частот. В том случае, когда входной сигнал двоичный, а преобразованный — троичный, коррелятивное кодирование называется дубинарным.

На рис. 5.18 представлена импульсная реакция типовой системы с частичным откликом. Если канал возбуждается импульсом длительностью  $T$ , то каналные фильтры ограничивают спектр до такой степени, чтобы основная часть импульса растянулась на три тактовых интервала и давала одинаковые помехи в моменты времени двух отсчетов (рис. 5.18, а). Поскольку реакция на выходе соответствует только половине амплитуды входного сигнала, закрепился термин «частичный отклик».

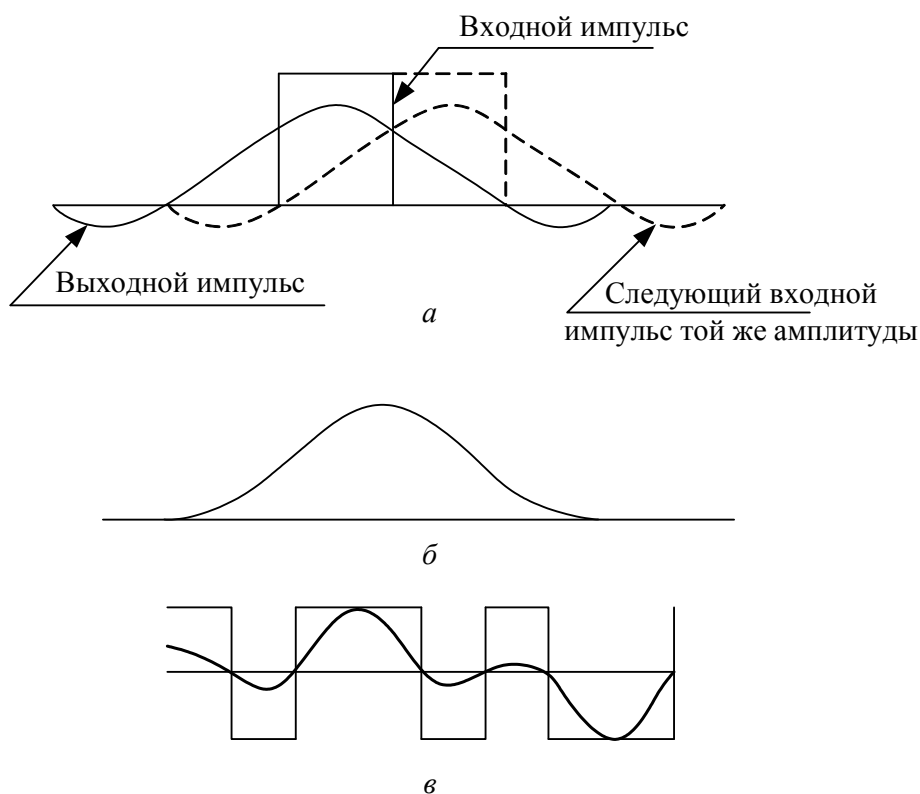


Рис. 5.18. Передача сигнала с частичным откликом:  
 а — реакция системы на прямоугольные импульсы; б — результат действия последовательности одинаковых импульсов; в — результат действия последовательности 1,-1,1,1,-1,1,-1,1

Если вслед за входным импульсом поступит другой импульс такой же амплитуды, то выходной сигнал будет иметь полную амплитуду благодаря перекрытию импульсов (рис. 5.18, б). Однако, если следующий входной импульс имеет отрицательную полярность, при перекрытии импульсов в момент решения создается нулевая амплитуда. В соответствии с этим, как показано на рис. 5.18, в, система с частичным откликом и двумя уровнями входного сигнала (+1, -1) создает на выходе сигнал с тремя уровнями (+1, 0, -1).

Дубинарное кодирование осуществляется в соответствии с алгоритмом [23]:

$$Y_i = X_i + Y_{i-1} + 1; Z_i = Y_i + Y_{i-1} - 1; X_0 = Y_0 = 0,$$

где  $X_i$  — символ входной последовательности;  $Y_i$  — символ последовательности, полученной промежуточным преобразованием;  $Z_i$  — символ кодированной последовательности;  $E$  — сложение по модулю 2; (+, -) — сложение и вычитание целых чисел.

Пример дубинарного кодирования приведён на рис. 5.19. Фронты импульсов, аппроксимированные наклонными прямыми, за тактовый интервал проходят половину максимального перепада уровней. При обычной передаче троичного сигнала фронты за такт проходят весь перепад. При дубинарном кодировании число фронтов в единицу времени уменьшается, а средняя длительность импульса увеличивается. В результате требуемая полоса частот канала уменьшается в (1,5...2) раза.

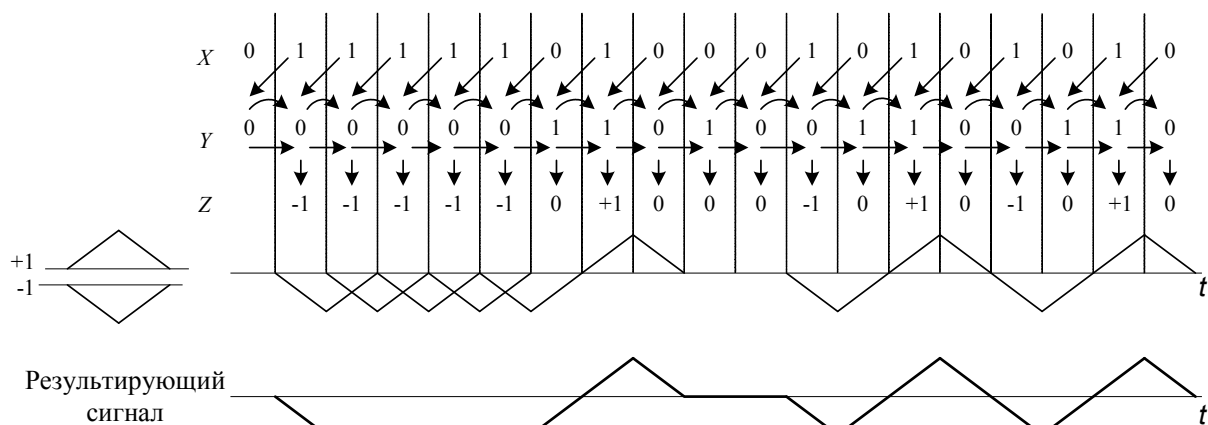


Рис. 5.19. Дубинарное кодирование

### 5.3. Линейные коды в абонентских линиях ЦСП

#### 5.3.1. Код 3В2Т-ОБС

Перспективным для передачи цифровой информации в линейном тракте абонентской линии ЦСП является код 3В2Т-ОБС [4].

Кодирование осуществляется в два этапа: вначале применяется код 3В2Т, а затем относительный биимпульсный. Комбинации кода 3В2Т показаны в табл. 5.3.

Таблица 5.3

Кодовая таблица 3В2Т

3В	000	001	010	011	100	101	110	111
2Т	02	12	01	22	11	10	21	20

В кодовой таблице ОБС троичному символу 0 соответствуют сигналы  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$ , символам 1 и 2 — сигналы  $S_3(t)$  и  $S_4(t)$  (см. рис. 5.4). Относительный характер передачи информации состоит в том, что если передается символ 1, то не происходит взаимной смены сигналов  $S_3(t)$  и  $S_4(t)$  на соседних тактовых интервалах. При передаче символа 2 такая смена происходит. Пример использования кода 3В2Т-ОБС для двоичного сигнала 100111010011000 показан на рис. 5.20. Энергетический спектр кода 3В2Т-ОБС достаточно равномерно распределён в диапазоне частот  $0...f_T$ .

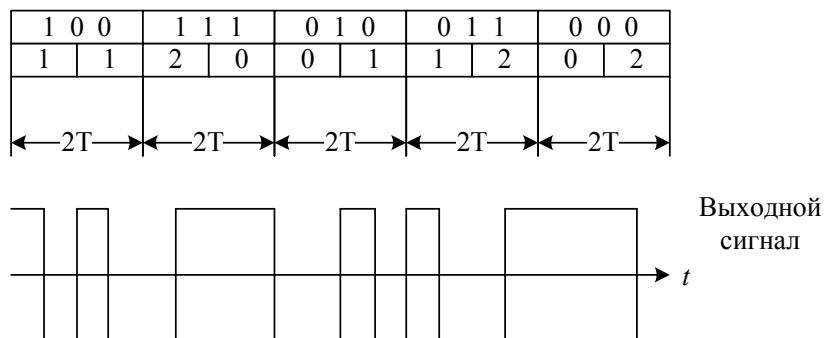


Рис. 5.20. Код 3В2Т-ОБС

### 5.3.2. Код 2B1Q

Код 2B1Q нашёл широкое применение в ISDN (цифровых сетях с интегрированным обслуживанием). Кодовая таблица и пример сигнала в коде 2B1Q показаны на рис. 5.21 [25]. Ширина спектра сигналов в коде 2B1Q как минимум вдвое меньше ширины спектра исходного двоичного сигнала благодаря тому, что длительность его тактового интервала вдвое превышает длительность посылки двоичного сигнала.

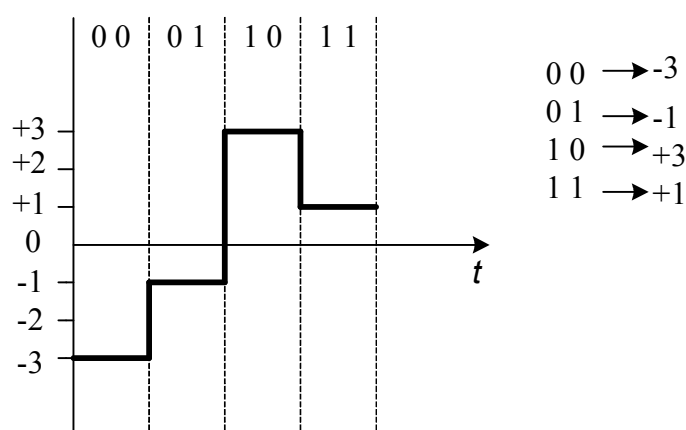


Рис. 5.21. Код 2B1Q

### 5.3.3. Коды в xDSL

Аббревиатура DSL означает Digital Subscriber Loop, что переводится как «цифровая абонентская линия». Семейство xDSL имеет в настоящее время достаточно обширный список, в котором наибольшее распространение получили HDSL (High bit rate DSL), ADSL (Asymmetrical DSL), VDSL (Very high speed DSL) [25].

В 1990–1995 гг. была разработана технология **HDSL** — **высокоскоростная цифровая абонентская линия**. Используются два типа модуляции:

- **2B1Q** — модуляция 2B1Q в 4 раза повышает информативность сигнала по сравнению с HDB-3 и, следовательно, скорость передачи информации;
- **САР** (Carrierless Amplitude and Phase) — амплитудно-фазовая модуляция с подавленной несущей.

#### 1. Код САР

В сравнении с 2B1Q наилучший результат даёт САР. Несущая частота САР модулируется по амплитуде и фазе, создавая кодовое пространство с 64 или 128 состояниями. При этом перед передачей в линию сама несущая, не передающая информацию, но содержащая наибольшую энергию, «вырезается» из сигнала, а затем восстанавливается микропроцессором приемника. На рис. 5.22 показаны спектр и модуляционная диаграмма сигнала САР. Соответственно 64-позиционной модуляционной диаграмме сигнал САР-64 передаёт 6 бит информации в каждый момент времени, т.е. в 16 раз больше по сравнению с 2B1Q. Модуляция САР-128 имеет 128-позиционную модуляционную диаграмму и соответственно пере-

дает 7 бит за один такт. Итогом повышения информативности линейного сигнала является существенное снижение частоты сигнала и ширины спектра, что, в свою очередь, позволило избежать диапазонов спектра, наиболее подверженных различного рода помехам и искажениям.

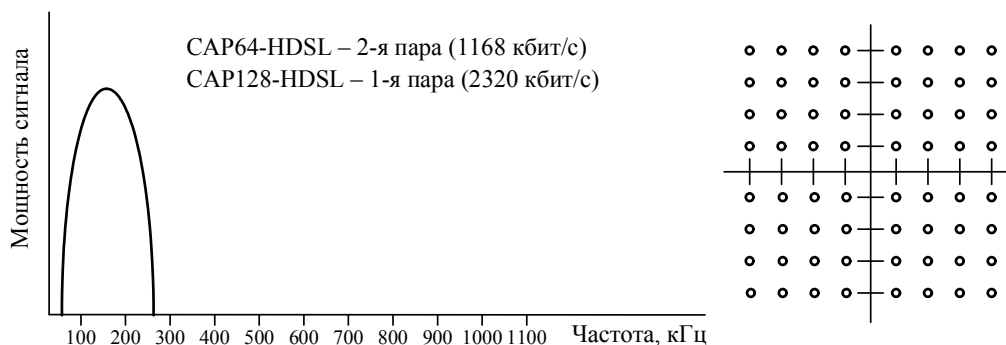


Рис. 5.22. Технология CAP

Система HDSL WATSON (швейцарская фирма Schmid Telecommunication) организует дуплексную передачу цифрового потока 1168 кбит/с по каждой паре проводов, затем объединяя их в поток E1 ( $2 \times 1168 - 288 = 2048$  кбит/с).

Сравнение спектров сигналов в кодах 2B1Q и HDB-3 и CAP показано на рис. 5.23.

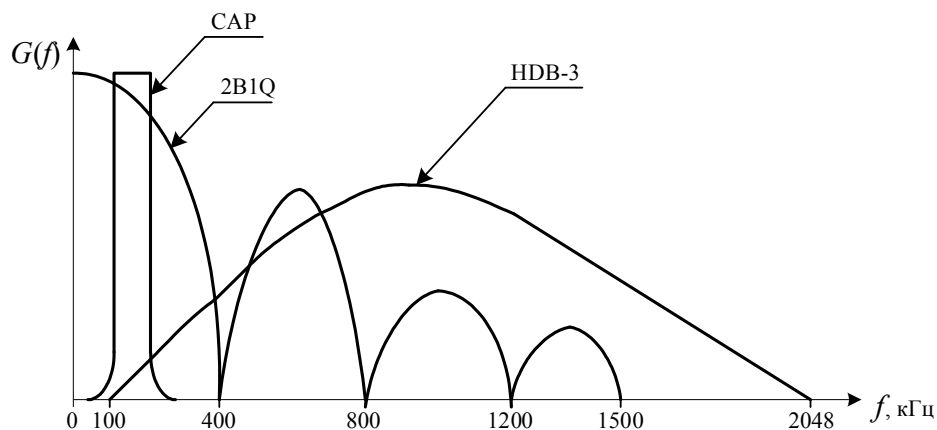


Рис. 5.23 Сравнение спектров сигналов в кодах CAP, 2B1Q, HDB-3

## 2. Код TC-PAM

**TC-PAM** (Trellis Coded Pulse Amplitude Modulation) — импульсная амплитудно-фазовая модуляция с решетчатым кодированием (специальным видом свёрточного) — **Trellis Code** [24]. На передаче двоичный сигнал вначале кодируется свёрточным кодером, а затем подвергается квадратурной амплитудной модуляции (КАМ). Такой способ модуляции называется **треллис-модуляцией (TCM — Trellis Coded Modulation)**. Выбранная определенным образом комбинация конкретной КАМ помехоустойчивого кода в отечественной технической литературе носит название **сигнально-кодовой конструкции (СКК)**. СКК позволяют повысить помехозащищенность передачи информации наряду со снижением требований к отношению сигнал/шум в канале на 3–6 дБ. При этом число сигнальных точек увеличивается

вдвое за счет добавления к информационным битам одного избыточного, образованного путем сверточного кодирования. Расширенный таким образом блок битов подвергается КАМ. В процессе демодуляции производится декодирование принятого сигнала по **алгоритму Витерби**. Именно этот алгоритм за счет использования введенной избыточности и знания предыстории процесса приема позволяет по критерию максимального правдоподобия выбрать из сигнального пространства наиболее достоверную эталонную точку.

Кодер свёрточного кода любым  $k_0$  символам входной информационной последовательности ставит во взаимно однозначное соответствие  $n_0$  символов выходной кодированной последовательности. Кодер содержит  $m$ -каскадный сдвиговый регистр. Выходы каскадов соединены со входами  $n_0$  полусумматоров (логических элементов «исключающее ИЛИ» — сумматоров по модулю 2). Выходная шина кодера соединена с общим контактом переключателя,  $n_0$  коммутируемых контактов которого соединены с выходами полусумматоров. В каждый момент времени (такт)  $k_0$  символов входного кода поступают в регистр, и за этот же такт переключатель снимает с полусумматоров  $n_0$  символов выходного кода.

Схемы наиболее часто используемых кодеров представлены на рис. 5.24 [23]. Каждый кодер содержит одинаковые элементы: сдвиговые регистры на входах и сумматоры по модулю два на выходах. Так, рис. 5.24, *г* содержит в схеме кодера 1/2 входной четырёхзвенный сдвиговый регистр и два сумматора по модулю два. Форму выходного сигнала кодера легко определить, пользуясь графическим представлением кода либо в виде полубесконечного дерева, либо в виде решетчатого графа. Обе модели хорошо дополняют друг друга. Рассмотрим код, порождаемый кодером 1/2 (рис. 5.25). Дерево, соответствующее кодеру, изображено на рис. 5.26, *а*. Отображение того же кода решетчатым графом приведено на рис. 5.26, *б*.

Исходное состояние кодера — точка «а» на рис. 5.26. Если передаваемый бит равен 1, то для вычисления выходного сигнала используется движение вниз как по дереву, так и по решётке. Соответственно при нуле на входе движение вверх. Соответствие результатов физического анализа прохождения сигнала в кодеру рис. 5.25 и формального использования дерева и решётки полное. Следует лишь помнить, что на схеме рис. 5.25 первым в сдвиговый регистр входит бит, расположенный в правой стороне входного сигнала, т.е. используется принцип движения сигнала LSB (Least Significant Bit) — младшим битом вперёд. При использовании же диаграмм рис. 5.26 применяется принцип MSB (Most Significant Bit).

Во входном сдвиговом регистре модулятора происходит перераспределение бит входного сигнала между входами двух его каналов: квадратурного и синфазного. На схеме оба канала выполнены на основе ФМ-4 (фазового манипулятора QPSK— Quadrature Phase Shift Keying). Несущие частоты модуляторов имеют взаимный сдвиг по фазе, равный  $\pi/2$ , чем достигается квадратурный режим суммирования сигналов, поступающих на общую нагрузку.

Один канальный символ результирующего сигнала может переносить  $m = \log_2 M$  информационных битов, где  $M$  — порядок схемы модулятора (16 на рис. 5.27). В частности, при  $M = 16$  имеем  $m = 4$ . При формировании этого сигнала поток информационных битов должен группироваться в блоки по  $m$  битов.



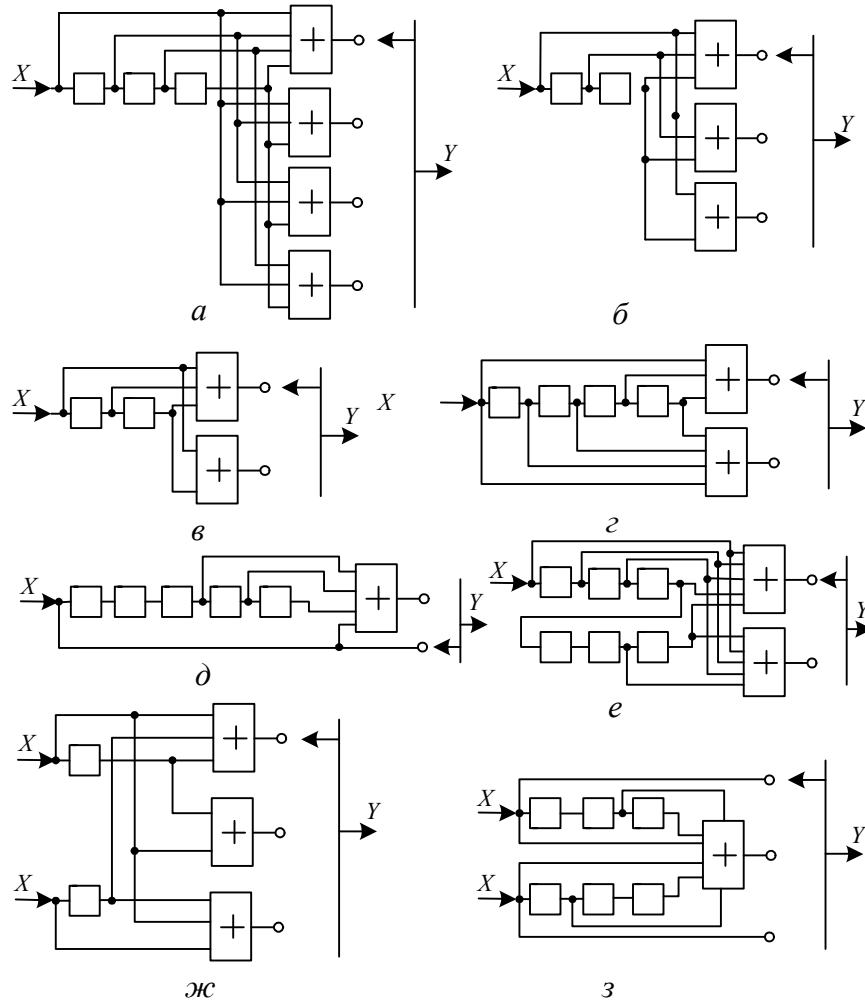


Рис. 5.24. Схемы сверточных кодеров с величинами  $k_0/n_0$ , равными:  
 а — 1/4; б — 1/3; в — 1/2; г — 1/2;  
 д — 1/2; е — 1/2; ж — 2/3; з — 2/3.

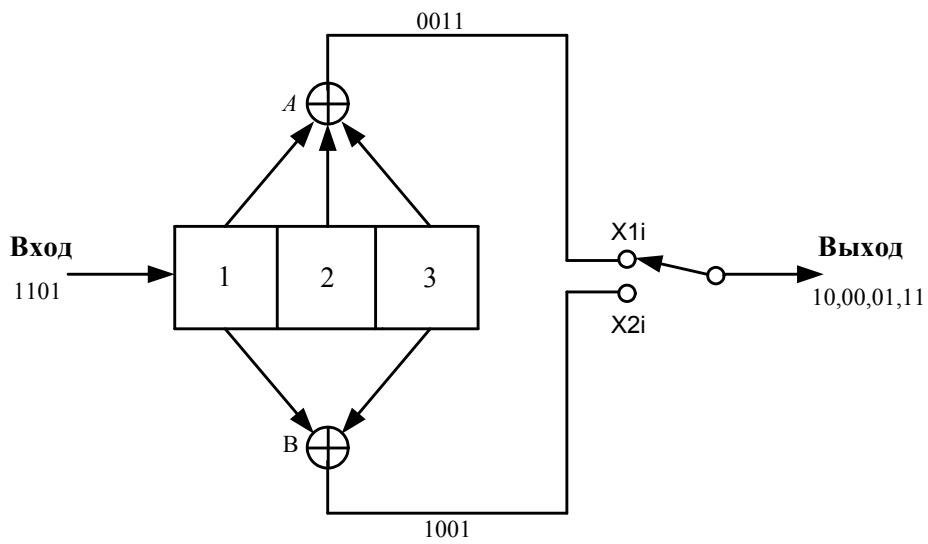


Рис. 5.25. Сверточный кодер 1/2

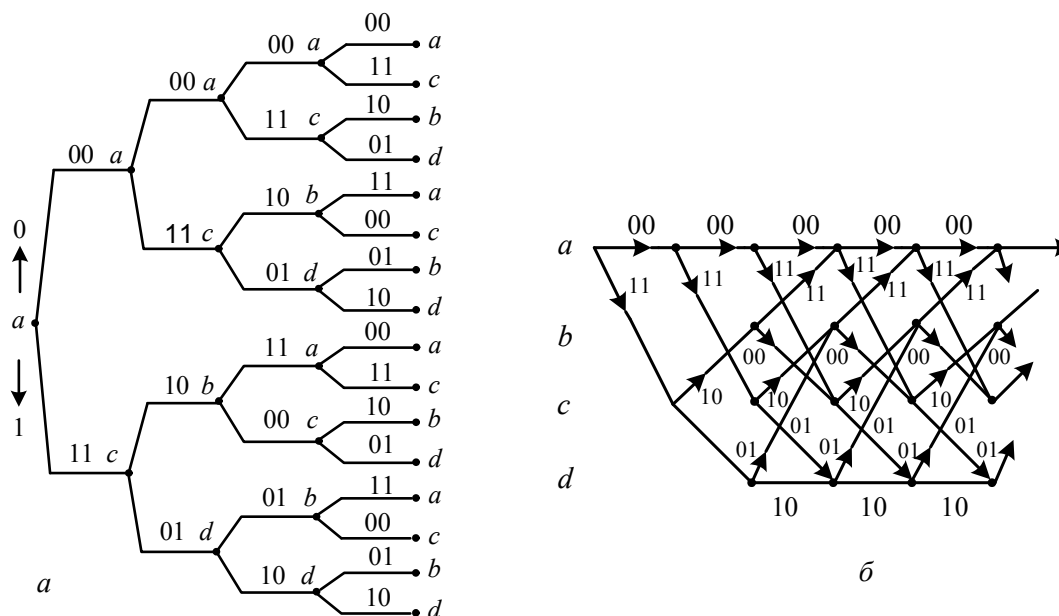


Рис. 5.26. Модели свёрточного кода для схемы кодера рис. 5.25:  
*a* — дерево графа; *б* — решетчатый граф (trellis)

Каждому блоку должен быть поставлен в соответствие один каналный комплексный символ, представленный на комплексной плоскости вектором соответствующего гармонического колебания, имеющего одно из 16 (в общем случае  $M$ ) возможных сочетаний амплитуды и начальной фазы или такое же количество кодовых комбинаций, каждая из которых соответствует определенному варианту гармонического колебания. Для удобства концы векторов изображают в виде точек (рис. 5.27, б). Такие и более сложные построения называются «сигнальными созвездиями» (signal constellation).

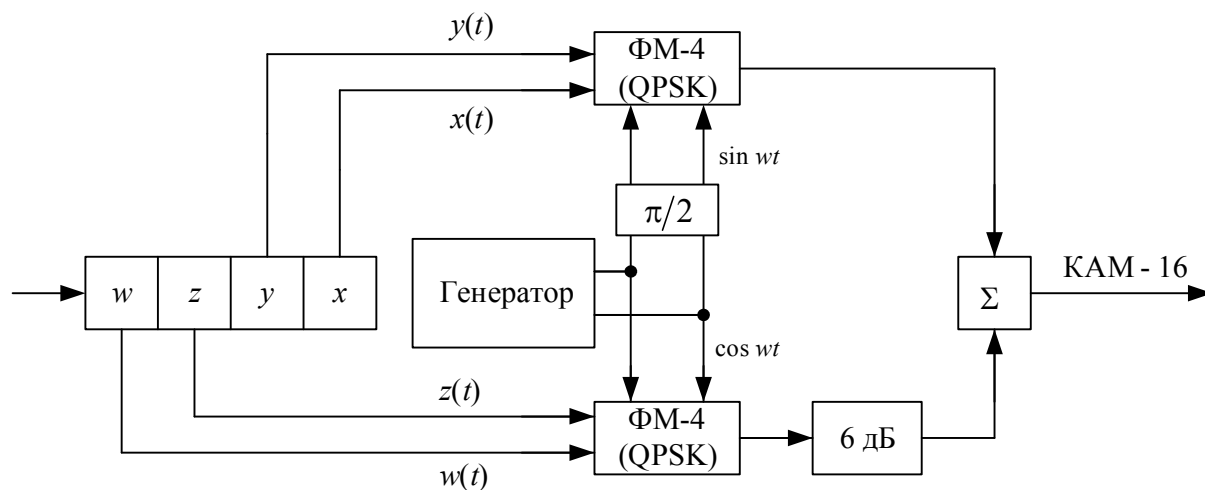
Сигнальные созвездия могут иметь форму, например, креста, круга, что часто оказывается необходимым при больших значениях  $M$ .

Ширина спектра QAM модулированного колебания не превышает ширину спектра модулирующего сигнала.

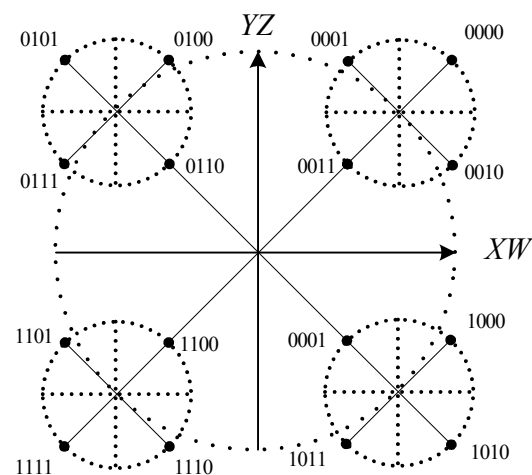
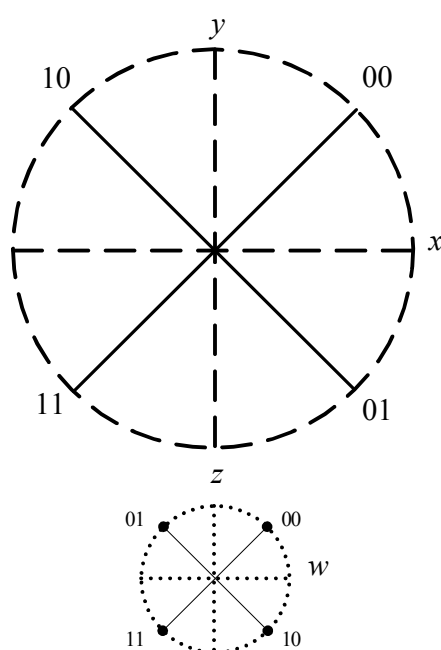
### 3. Код DMT

**DMT** (Discrete Multitone Technology, Discrete Multi-Tone) — дискретная многочастотная модуляция, нашедшая применение в ADSL. Основные положения этого алгоритма модуляции были сформулированы и запатентованы специалистами Amati Communications ещё в начале 1990 г.

В отличие от алгоритмов QAM, данный алгоритм использует не одну, а группу частот несущих колебаний. При использовании этого алгоритма модуляции весь расчетный частотный диапазон линии делится на несколько участков шириной по 4,3125 кГц. Каждый из этих участков используется для организации независимого канала передачи данных (рис. 5.28). Оптимальным числом таких каналов является значение  $N = 256$  подканалов, которое позволяет не только достигнуть оптимальной производительности, но и сохранить достаточную простоту реализации системы.



а



б

Рис. 5.27. Модулятор КАМ:  
а — схема модулятора; б — модуляционная диаграмма (constellation)

На этапе проверки качества линии передатчик, исходя из уровня помех в частотном диапазоне участка, для каждого из этих каналов выбирает подходящую модуляционную схему. На чистых каналах с малым уровнем шумов могут быть использованы алгоритмы с большими значениями  $M$ , например QAM 64, в то время как на более зашумленных участках могут быть использованы более простые алгоритмы модуляции, например QPSK. При передаче данных информация распределяется между независимыми каналами пропорционально их пропускной способности, приемник выполняет операцию демультимплексирования и восстанавливает исходный информационный поток.

QAM - модулированные подканалы (тоны), оптимизированные индивидуально

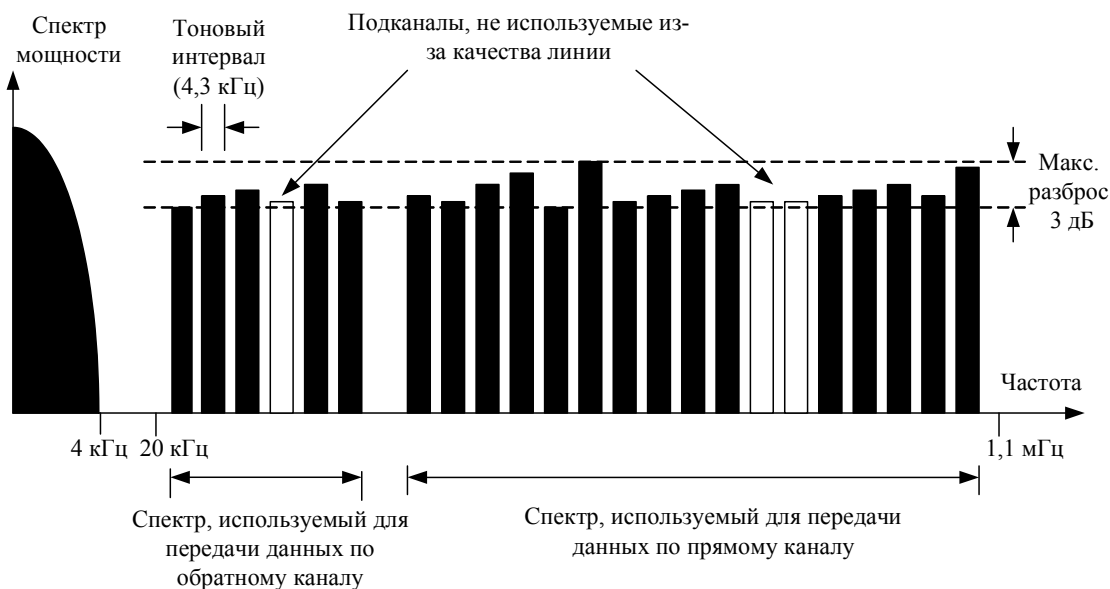


Рис. 5.28. Распределение частот в DMT ASDL

Модуляция/демодуляция с использованием многих несущих реализуется в полностью цифровой схеме с помощью развития методов быстрого преобразования Фурье БПФ (Fast Fourier Transformation — FFT).

## 5.4. Стандартизация кодов ЦСП

1. Линейные коды, рекомендованные ITU-T для иерархических цифровых стыков [26] приведены в табл. 5.4.

Таблица 5.4

Коды, рекомендованные ITU-T

Поток	Код	Примечание
E1	HDB-3	По симметричной или коаксиальной паре
E2	HDB-3	По коаксиальной паре 75 Ом
E3	HDB-3	По коаксиальной паре 75 Ом
E4	CMI	По коаксиальной паре 75 Ом
T1	AMI или B8ZS	По симметричной паре на нагрузку 100 Ом
T2	B6ZS	По симметричной паре на нагрузку 110 Ом
	B8ZS	По коаксиальной паре 75 Ом
T3	B3ZS	По коаксиальной паре 75 Ом
DSJ3		По коаксиальной паре 75 Ом; на стыке используется скремблированный биполярный код
DSJ4		По коаксиальной паре 75 Ом; на стыке используется скремблированный биполярный код ( $x^5 + x^3 + 1$ )
STM-1	CMI	По коаксиальной паре 75 Ом

## 2. Линейные коды в системах передачи по медным кабелям:

- Е1 — симметричная пара, **HDB-3** (1,7÷3,5 км),  
 Е2 — мини-коаксиал, **HDB-3** (4 км),  
 Е3 — мини-коаксиал 2 км,  
       малогабаритный коаксиал 4 км,  
       нормализованный коаксиал 9,3 км, } **4В3Т**  
 Е4 — малогабаритный коаксиал 2 км,  
       нормализованный коаксиал 4,65 км, } **4В3Т.**

## 3. Линейные коды в системах передачи по ВОСП:

- Е1 — многомодовое градиентное волокно ..... (**СМІ**)  
       8÷12 км, 20 км — светодиод ..... (**СМІ**)  
       12÷16 км, 30÷40 км — лазер ..... (**СМІ**)  
 Е2 — градиентное волокно ..... (**СМІ, ВІF**)  
       9÷11 км, 15 км — светодиод ..... (**СМІ, ВІF**)  
       10÷15 км, 25÷35 км — лазер ..... (**5В6В, Миллера**)  
 Е3 — градиентное волокно (многомодовое) до 30 км ..... (**5В6В, ВІF**)  
       одномодовое (до 55 км) ..... (**5В6В**),  
 Е4 — градиентное волокно одномодовое (до 70 км) ..... (**5В6В, Миллера**)

## 4. Коды российских ВОСП:

Соната-2 (120 ТЧ)	— <b>СМІ</b>
ИКМ-120-4/5	— <b>МСМІ (1В2В)</b>
ИКМ-480-5	— <b>МСМІ</b>
Сопка-2 (120ТЧ)	— <b>5В6В</b>
Сопка-3 (480ТЧ)	— <b>5В6В</b>
Сопка-3М (480ТЧ)	— <b>2В4В</b>
Сопка-4 (1920ТЧ)	— <b>10В1Р1R</b>
Сопка-4М (1920×4)	— <b>10В1Р1R</b>
Сопка-5 (1920×4)	— <b>40В4Р4R</b>
Сопка-5(ТСЛ) (1920×4)	— <b>40В4Р4R</b>

В коде 10В1Р1R помимо 10 информационных символов присутствуют ещё два дополнительных: Р и R.

Функции символа R:

- передача кода синхронизации;
- передача сигналов СС;
- передача символов ТМ;
- передача символов резервных цифровых потоков.

Функция символа Р — организация процесса компенсации дрейфа постоянной составляющей кода.

Частота следования дополнительных символов Р и R составляет 27,85 МГц при скорости передачи сигналов в линии 167,1168 Мбит/с.

## 6. ИЗМЕРЕНИЯ В ЦСП

### 6.1. Методология измерения ошибок в ЦСП

Параметр ошибки по битам — BER (Bit Error Rate) может быть вычислен по формуле [1]

$$\text{BER} = \frac{\text{БИТ}_{\text{err}}}{\text{БИТ}} = \frac{\text{количество бит, пораженных ошибками}}{\text{общее количество переданных бит}}. \quad (6.1)$$

Параметр BER определяет средний интегральный уровень качества цифровой передачи в канале.

Теоретически измерение BER необходимо проводить на протяжении бесконечно большого интервала измерений, что практически невозможно. Поэтому полученное значение всегда оказывается неким приближением теоретического и зависит от условий измерения.

Все время измерений разбивается на два интервала: первый исчисляется от начала измерений до момента возникновения 100 ошибок (ERR=100), а второй — после этой точки. Цифра 100 выбрана из предположения нормального распределения возникновения ошибок и относительной погрешности измерений 10 % ( $\eta = \frac{1}{\sqrt{N}}$ , где  $N$  — количество ошибок). Соответственно различаются три метода подсчета BER (рис. 6.1).

*Первый метод* — расчет BER после приема первых 100 ошибок, что автоматически гарантирует высокую точность измерения (лучше 10%). Однако от начала измерения до получения результата необходимо некоторое (иногда достаточно большое) время.

*Второй метод* — возможность расчета BER непосредственно после начала измерения без привязки к количеству принятых битовых ошибок. В этом случае для обеспечения точности измерений расчет соотношения (6.1) делается после приема определенного количества битов (на рис. 6.1 указана величина  $10^6$ ), а точность измерения определяется пороговым значением количества принятых битов.

Обычно предполагается, что точность на порядок выше обратного значения количества принятых битов (в примере рис. 6.1 точность измерения BER =  $10^{-5}$  сразу после начала расчета). В отличие от первого метода этот метод обеспечивает определенное время начала отображения результата измерений, не связанное с количеством ошибок. Такая методика подсчета является наиболее эффективной и получила наибольшее распространение. Отрицательной стороной методики является необходимость учета количества переданных/принятых битов ПСП при анализе результата. Это связано с тем, что отношение вычисляется математически без указания точности измерений в каждый конкретный момент. Например, при общем количестве принятых битов  $10^8$  точность измерения параметра BER  $10^{-7}$ , но не лучше, даже если прибор показывает BER =  $10^{-12}$ .

*Третий метод, используемый в некоторых индикаторах, предусматривает вычисление BER точно после приема 100 ошибочных битов.* Этот метод является модификацией метода 1 со свойственными ему негибкостью в отображении результатов эксплуатационных измерений и необходимостью ожидания до индикации результата.

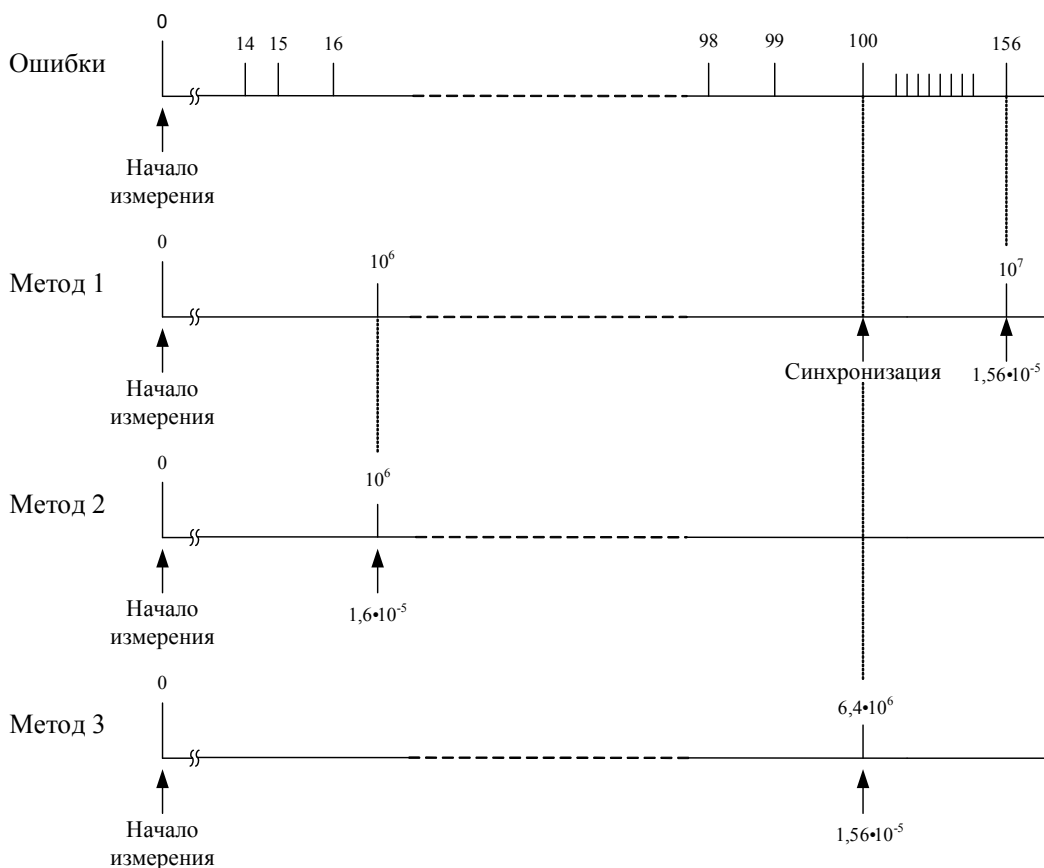


Рис. 6.1. Методы измерения параметра BER

Таким образом, наибольшее распространение в современной практике получил второй метод, однако его применение обычно не обеспечивает автоматического учета точности измерений, что необходимо учитывать при проведении эксплуатационных тестов.

## 6.2. Методы расчета параметра ES

Вторым наиболее часто используемым параметром (вторым по важности после BER) при анализе цифровых каналов является параметр количества секунд с ошибками (ES, Errored Seconds). Этот параметр является крайне важным для операторов цифровых систем передачи первичной и вторичных сетей, поскольку определяет долю общего времени, в течение которого канал является свободным от ошибок. Параметр ES вошел во все основные рекомендации и нормы на параметры цифровых каналов (например, в рекомендации ITU-T G.821, G.826 и M.2100).

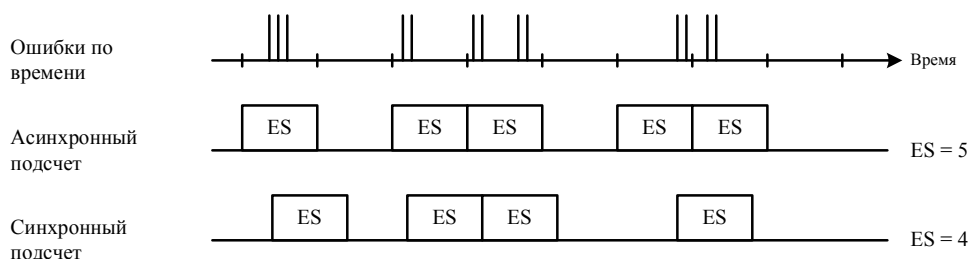


Рис. 6.2. Методы вычисления параметра ES

По отношению к измеряемому параметру — количеству принятых ошибочных битов — параметр ES так же, как и параметр BER, является вторичным. Различают два метода: синхронный и асинхронный (рис. 6.2).

Асинхронный метод предусматривает разделение всего времени измерений на односекундные интервалы и подсчет количества интервалов, в течение которых принимались одна или несколько битовых ошибок. В методе синхронного подсчета ES секундой, пораженной ошибками, называется односекундный интервал, следующий за появлением ошибки. В результате измерение параметра ES синхронизируется со временем появления ошибок. В европейской (одобренной ИТУ-Т) используется асинхронный метод, а в американской — синхронный. Применение методов к реальной ситуации дает различные результаты. В случае возникновения ошибок в виде пакетов разница в параметрах, измеренных разными методами, может достигать 18%. Преимуществом асинхронного метода измерения является простота его реализации в конкретных приборах. Преимуществом метода синхронного подсчета является его инвариантность относительно выбора времени начала измерения, что приводит к хорошей повторяемости измерений в канале и его частях. Основным недостатком синхронного метода подсчета параметра ES является вторичное значение другого важного параметра — EFS (Error Free Seconds). Действительно, в методологии синхронного измерения ES параметр EFS невозможно определить явно, а только лишь как производную параметра ES.

### 6.3. Показатели ошибок в ОЦК

- Секунда с ошибками (Errored Second) —  $ES_k$  — период в 1 секунду, в течение которого наблюдалась хотя бы одна ошибка.
- Секунды, пораженные ошибками (Severely Errored Second) —  $SES_k$  — период в 1 секунду, в течение которого коэффициент ошибок был более  $10^{-3}$ .
- Коэффициент ошибок по секундам с ошибками —  $ESR$  — отношение числа  $ES_k$  к общему числу секунд в период готовности в течение фиксированного интервала измерений.
- Коэффициент ошибок по секундам, пораженных ошибками —  $SESR$  — отношение числа  $SES_k$  к общему числу секунд в период готовности в течение фиксированного интервала измерений.

### 6.4. Показатели ошибок для сетевых трактов

- Блок — последовательность бит, ограниченная по числу бит, относящихся к данному тракту; при этом каждый бит принадлежит только одному блоку. Количество бит в блоке зависит от скорости передачи и определяется по отдельной методике.
- Блок с ошибками (Errored Block) —  $EB_T$  — блок, в котором один или несколько битов, входящих в блок, являются ошибочными.



- Секунда с ошибками (Errored Second) —  $ES_T$  — период в 1 секунду с одним или несколькими ошибочными блоками.

- Секунда, пораженная ошибками (Severely Errored Second) —  $SES_T$  — период в 1 секунду, содержащий  $\geq 30\%$  блоков с ошибками (EB) или, по крайней мере, один период с серьезными нарушениями (SDP).

- Коэффициент ошибок по секундам с ошибками — ESR — отношение числа ES к общему числу секунд в период готовности в течение фиксированного интервала измерений.

- Коэффициент ошибок по секундам, пораженных ошибками — SESR — отношение числа  $SES_T$  к общему числу секунд в период готовности в течение фиксированного интервала измерений.

- Период с серьезными нарушениями (Severely Disturbed Period) — SDP — период длительностью, равной 4 смежным блокам, в каждом из которых коэффициент ошибок  $10^{-2}$  или в среднем за 4 блока коэффициент ошибок  $10^{-2}$ , или же наблюдалась потеря сигнальной информации.

- Блок с фоновой ошибкой (Background Block Error) — BBE — блок с ошибками, не являющийся частью SES.

- Коэффициент ошибок по блокам с фоновыми ошибками — BBER — отношение числа блоков с фоновыми ошибками ко всему количеству блоков в течение готовности за фиксированный интервал измерений за исключением всех блоков в течение  $SES_T$ .

- Период неготовности для одного направления тракта — период, начинающийся с 10 последовательных секунд SES (эти 10 секунд считаются частью периода неготовности) и заканчивающийся до 10 последовательных секунд без SES (эти 10 секунд считаются частью периода готовности).

Период неготовности для тракта — это период, когда хотя бы одно из направлений его находится в состоянии неготовности.

## 6.5. Основные параметры, измеряемые в бинарном цифровом канале

В основном это параметры, используемые для анализа характеристик бинарного канала согласно рекомендациям ITU-T G.821, G.826 и M.2100.

- **AS** — *availability seconds*, *время готовности канала (с)* — вторичный параметр, равный разности между общей длительностью теста и временем неготовности канала.

- **AS (%)** — *availability seconds*, *относительное время готовности канала* — параметр, характеризующий готовность канала, выраженный в процентах. В отличие от AS, AS (%) является первичным параметром и входит в число основных параметров рекомендации **G.821**. Его можно интерпретировать как вероятностную меру качества предоставляемого пользователю канала.

- **BBE** — *background block error*, *блок с фоновой ошибкой* — блок с ошибками, не являющийся частью SES, применяется при анализе ошибок по блокам. Является важным параметром, вошедшим в рекомендацию ITU-T **G.826**.

- **BIT** или **BIT ERR** — *bit errors*, число ошибочных битов — параметр, используемый при анализе канала на наличие битовых ошибок, является числителем в выражении для расчета BER. Битовые ошибки подсчитываются только во время пребывания канала в состоянии готовности.

- **EB** — *error block*, число ошибочных блоков — параметр, используемый при анализе канала на наличие блоковых ошибок, является числителем в выражении для расчета BLER. Блоковые ошибки подсчитываются только во время пребывания канала в состоянии готовности.

- **BBER** — *background block error rate*, коэффициент ошибок по блокам с фоновыми ошибками — отношение числа блоков с фоновыми ошибками ко всему количеству блоков в течение времени готовности канала за исключением всех блоков в течение SES. Является важным параметром, вошедшим в рекомендацию ITU-T G.826.

- **BER** или **RATE** — *bit error rate*, частота битовых ошибок, коэффициент ошибок по битам — основной параметр в системах цифровой передачи, равный отношению числа битовых ошибок к общему числу бит, переданных за время проведения теста по каналу, находящемуся в состоянии готовности. При обнаружении десяти последовательных секундных интервалов, сильно пораженных ошибками (SES), анализатор переключается на подсчет времени неготовности канала. При этом измерение BER прерывается до восстановления работоспособности канала. Таким образом, управляемые проскальзывания, связанные с потерей одного или нескольких циклов информации, практически не влияют на значение BER. Измерения параметра BER универсальны в том смысле, что не требуют наличия цикловой и сверхцикловой структуры в измеряемом потоке, однако требуют передачи специальной тестовой последовательности и могут быть проведены только в случае полного или частичного отключения цифрового канала от полезной нагрузки.

- **BLER** — *block error rate*, частота блоковых ошибок, коэффициент ошибок по блокам — редко применяемый на практике параметр, равный отношению числа ошибочных блоков данных к общему числу переданных блоков. Под блоком понимается заданное количество битов. Ошибочным блоком считается блок, содержащий хотя бы один ошибочный бит. Обычно значение параметра BLER больше (хуже), чем параметра BER. Его целесообразно измерять только в тех сетях передачи данных, где информация передается блоками фиксированного размера, а параметр BLER является важной характеристикой канала с учетом кадровой (цикловой) структуры передачи. Например, для сетей АТМ принята кадровая структура передачи в виде кадров длины 53 бита. Ошибочный кадр уничтожается (дискартируется). В этом случае можно считать кадр АТМ как блок длиной в 53 бита, а эквивалентом BLER будет параметр ошибки по кадрам **CER** (Cell Error Rate). В другом примере в качестве эквивалента блока может выступать сверхцикл ИКМ, а эквивалентом BLER будет ошибка по **CRC**.

- **CLKSLIP** или **SLIP** — *clock slips*, число тактовых проскальзываний — параметр, характеризующийся числом синхронных управляемых проскальзываний, появившихся с момента начала теста. В наибольшей степени параметр CLKSLIP связан с параметром неготов-

ности канала (UAS). Сопоставление CLKSLIP и UAS позволяет выявить причину неготовности канала, в частности, связана ли она с нарушением синхронизации. Значение параметра CLKSLIP зависит от размера имитируемого прибором буфера, который может быть от 1 бита до нескольких килобайтов.

- **CRC ERR** — *CRC errors*, число ошибок CRC — параметр ошибки, измеренный с использованием циклической избыточной проверки CRC.

- **CRC RATE** — *CRC errors rate*, частота ошибок CRC — показывает среднюю частоту ошибок CRC. По описанным выше причинам бывает лишь частично коррелирован с параметром BER.

- **DGRM** — *degraded minutes*, число минут деградации качества — несколько временных интервалов продолжительностью 60 с каждый, когда канал находится в состоянии готовности, но  $BER = 10^{-6}$ . Ошибки во время неготовности канала не считаются, а интервалы по 60 с в состоянии готовности канала, пораженные ошибками несколько раз, суммируются.

- **DGRM (%)** — *degraded minutes*, процент минут деградации качества — число минут деградации качества, выраженное в процентах по отношению ко времени, прошедшему с момента начала тестирования.

- **EFS** — *error free seconds*, время, свободное от ошибок (с) — один из первичных параметров, входящих в рекомендации G.821 и M.2100/M.550. Отражает время, в течение которого сигнал был правильно синхронизирован, а ошибки отсутствовали, т.е. общее время пребывания канала в состоянии безошибочной работы.

- **EFS (%)** — *error free seconds*, процент времени, свободного от ошибок (с) — то же, что и предыдущий параметр, только выраженный в процентах по отношению к общему времени с момента начала тестирования.

- **ES** — *errors seconds*, длительность поражения сигнала ошибками, количество секунд с ошибками (с) — параметр показывает интервал времени поражения всеми видами ошибок в канале, находящемся в состоянии готовности. ES связан с другими параметрами простым соотношением  $AS = ES + EFS$ .

- **ES (%)** — *errors seconds*, процент поражения сигнала ошибками — параметр связан с EFS (%) соотношением  $ES (\%) + EFS (\%) = AS (\%)$ .

- **ESR** — *error seconds rate*, коэффициент ошибок по секундам с ошибками — параметр, практически равный ES (%).

- **LOSS** — *loss of signal seconds*, длительность потери сигнала (с) — параметр характеризует интервал времени, в течение которого сигнал был потерян.

- **PATL** — *pattern loss*, количество потерь тестовой последовательности — параметр, характеризующийся числом потерь тестовой последовательности, появившихся с момента начала теста.

- **PATLS** — *pattern loss seconds*, продолжительность времени потери тестовой последовательности — общее время потери тестовой последовательности с момента начала теста.

- **SES** — *severally errors seconds, продолжительность многократного поражения ошибками, количество секунд, пораженных ошибками (с)* — SES — интервал времени, измеряемый в секундах, пораженный ошибками несколько раз. В это время частота битовых ошибок составляет  $BER > 10^{-3}$ . Подсчет SES производится только во время готовности канала. Из определения видно, что SES — составная часть параметра ES. Вторая интерпретация параметра SES связана с измерениями по блоковым ошибкам, тогда SES определяется как односекундный интервал времени, содержащий более 30 % блоков с ошибками. Можно сказать, что во время подсчета параметра SES качество канала чрезвычайно плохое. Поэтому параметр SES является очень важным и входит в перечень обязательных к измерению параметров ИКМ рекомендаций G.821 и M.2100/M.550.

- **SES (%)** — *severally errors seconds, относительная продолжительность многократного поражения ошибками* — тот же параметр, выраженный в процентах.

- **SESR** — *severally error seconds rate, коэффициент ошибок по секундам, пораженным ошибками* — параметр, практически равный SES (%).

- **SLIP** или **CLKSLIP** — *clock slips, число тактовых проскальзываний* — параметр, характеризующийся числом синхронных управляемых проскальзываний, появившихся с момента начала теста. В наибольшей степени этот параметр связан с параметром неготовности канала (UAS). Сопоставление CLKSLIP и UAS позволяет выявить причину неготовности канала, в частности, связана ли она с нарушением синхронизации. Значение параметра CLKSLIP зависит от размера имитируемого прибором буфера, который может быть от одного бита до нескольких килобайтов.

- **SLIPS** или **CLKSLIPS** — *clock slips seconds, продолжительность тактовых проскальзываний* — параметр характеризуется общим временем с наличием синхронных управляемых проскальзываний.

- **UAS** — *unavailability seconds, время неготовности канала (с)* — время неготовности канала начинает отсчитываться с момента обнаружения 10 последовательных интервалов SES и увеличивается после каждых следующих 10 последовательных интервалов SES. Счет UAS обычно начинается также с момента потери цикловой синхронизации или сигнала. Этот параметр связан со всеми предыдущими параметрами и определяет стабильность работы цифрового канала.

- **UAS (%)** — *unavailability seconds, относительное время неготовности канала* — предыдущий параметр, выраженный в процентах.

## 6.6. Процедура CRC

CRC (Cyclic Redundancy Check) — циклическая избыточная проверка, использующая свойство двоичных чисел и арифметики по модулю 2 давать нулевой остаток от деления

$$(M \cdot 2^n + R) / G = Q, \quad (6.2)$$

где  $M$  —  $k$ -разрядное двоичное число;  $M \cdot 2^n$  — операция добавления избыточного  $n$ -разрядного поля в конце числа  $M$ , ( $k > n$ );  $G$  —  $(n+1)$ -разрядное двоичное число, делитель выраже-

ния (6.2);  $Q$  — целая часть частного от деления  $M \cdot 2^n / G$ ;  $R$  — остаток от деления  $M \cdot 2^n / G$ : ( $R = M \cdot 2^n - G \cdot Q$ ).

Соотношение (6.2) легко доказать подстановкой в него величины  $M \cdot 2^n = G \cdot Q + R$ , что дает  $(G \cdot Q + R + R) / G = Q$ , так как сумма по модулю 2 любого числа с самим собой равна нулю.

Рассмотрим процедуру подробнее [27]. Пусть передаче подлежит кадр (цикл) данных размером  $k$  бит. Добавим в конце кадра избыточное поле (называемое КПК-комбинацией проверки кадра) размером  $n$ , заполненное нулями. Данная операция равносильна умножению на  $2^n$ . Полученный избыточный кадр разделим на другое двоичное число, называемое *порождающим полиномом*, содержащее на один разряд больше ( $n + 1$ ), чем КПК. Операция деления эквивалентна операции исключающего ИЛИ, выполняемой параллельно над парами битов по мере обработки каждого бита кадра (рис. 6.3). Результатом деления  $R = M \cdot 2^n / G$  являются целая часть и остаток  $R$ . Целая часть игнорируется, а остаток записывается на избыточное поле. Кадр передаётся по линии связи.

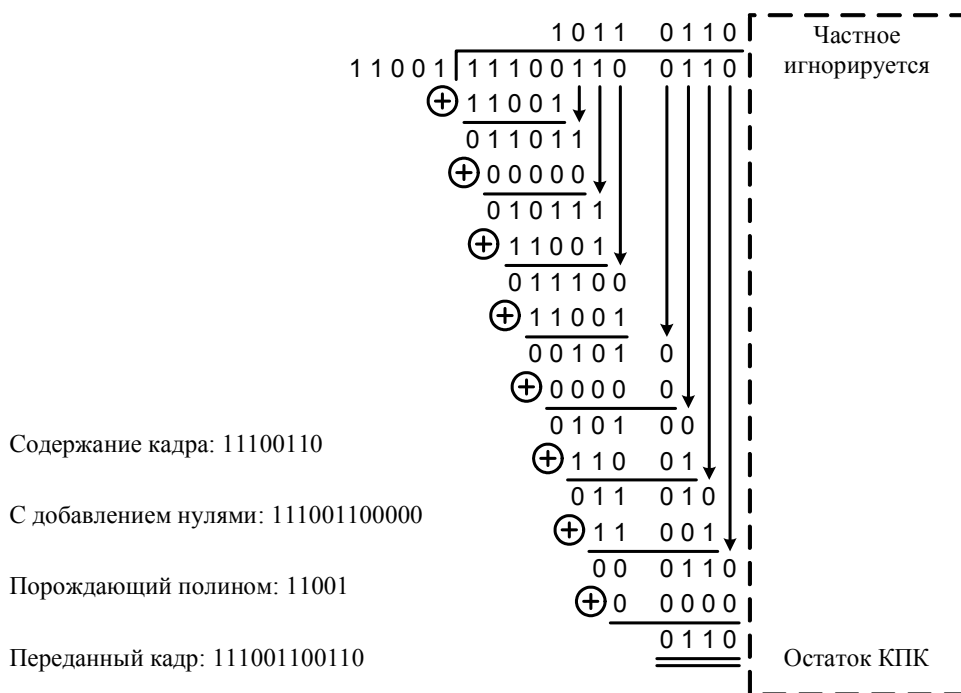


Рис. 6.3. Пример кодирования в процедуре CRC

Рис. 6.3 и 6.4 иллюстрируют процедуру CRC-4, применённую к 8-битовому кадру 11100110. Порождающий полином  $(x^4 + x^3 + 1)$ , что соответствует двоичной комбинации коэффициентов порождающего полинома, равной 11001.

В приемнике вся полученная последовательность битов делится на тот же порождающий полином, который был применен в передатчике. Возможны два случая (рис. 6.4). В первом ошибок в сообщении нет и поэтому получаемый остаток равен нулю. Во втором примере в конце переданной последовательности битов имеется пачка ошибок длиной 4 бита. Поэтому остаток от деления  $R$  не равен нулю, что свидетельствует о наличии ошибок.

Последовательность операций процедуры показана на рис. 6.5 [1].

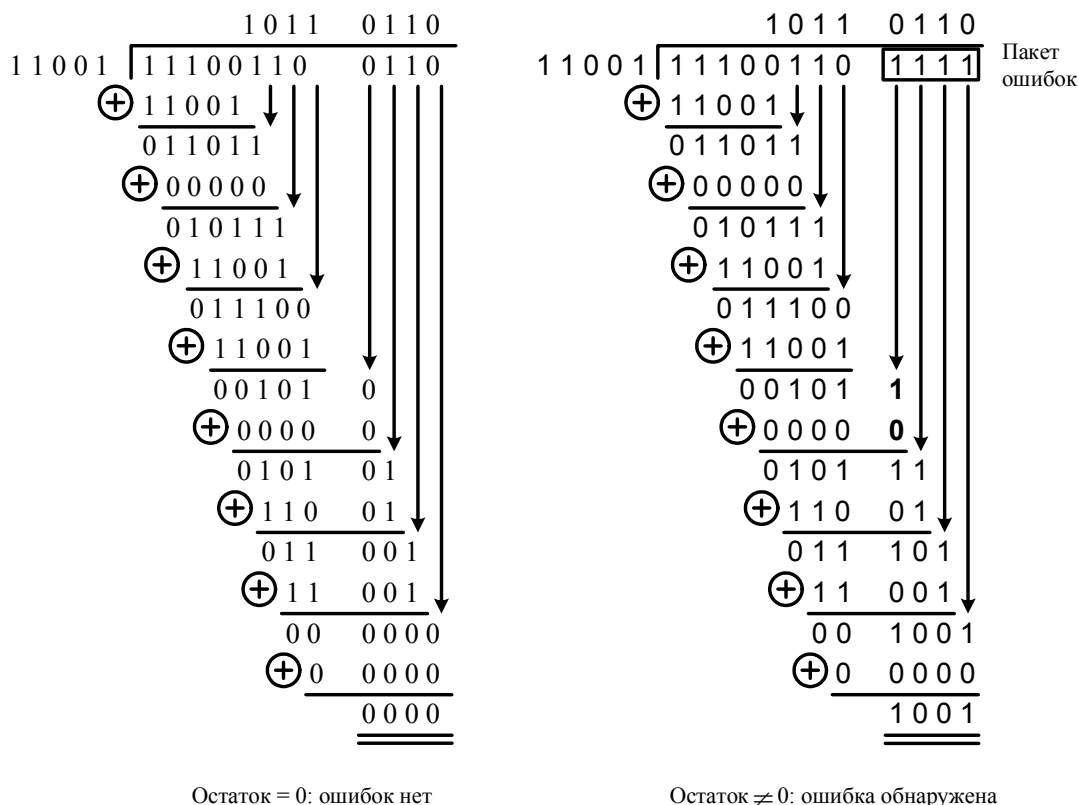


Рис. 6.4. Пример декодирования в процедуре CRC

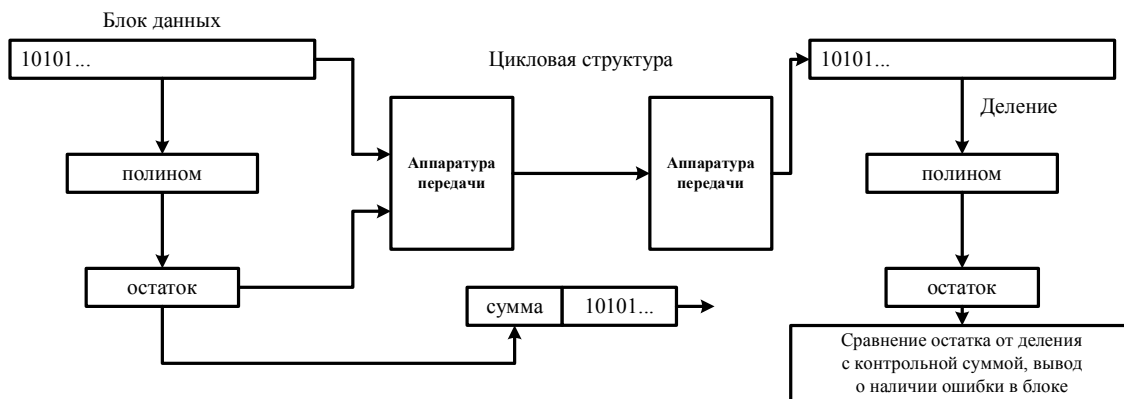


Рис. 6.5. Алгоритм процедуры CRC [1, с. 49]

Выбор порождающего полинома очень важен, так как он определяет тип обнаруживаемых ошибок. Например, пачка ошибок, содержащая тот же набор единиц и нулей, что и порождающий полином, или отличающаяся от него на некоторый коэффициент, породит те же контрольные биты, что и передача без искажений. Следовательно, указанная пачка ошибок не будет обнаружена. Поэтому выбирают полиномы, являющиеся **простыми** с учетом сложения по модулю 2.

Важное свойство процедуры CRC состоит в том, что она обнаруживает любую пачку ошибок, длина которой меньше длины порождающего полинома.

Необходимо учитывать две особенности применения CRC. **Во-первых**, каждая ошибка CRC не обязательно связана с ошибкой одного бита информации. Несколько битовых ошибок в одном сверхцикле могут дать только одну ошибку CRC для блока. **Во-вторых**, несколько битовых ошибок могут компенсировать друг друга и не войти в суммарную оценку CRC. Таким образом, **при использовании CRC можно говорить не об истинном уровне ошибок в канале, а только об интегральной оценке их величины**. Тем не менее CRC является удобным методом контроля ошибок при проведении сервисного наблюдения за работающим каналом, когда практически невозможно измерить реальные параметры битовых ошибок.

## 6.7. Измерения в канале 2 Мбит/с

### 6.7.1. Измерения на 2 Мбит/с с выключением связи

Для организации измерений с отключением канала [10] используются генератор и анализатор тестовой последовательности, подключенные к разным концам цифрового канала (рис. 6.6). Между генератором и анализатором тестовой последовательности существует синхронизация по тестовой последовательности, т.е. процедура, в результате которой анализатор имеет возможность предсказания следующего значения каждого принимаемого бита.

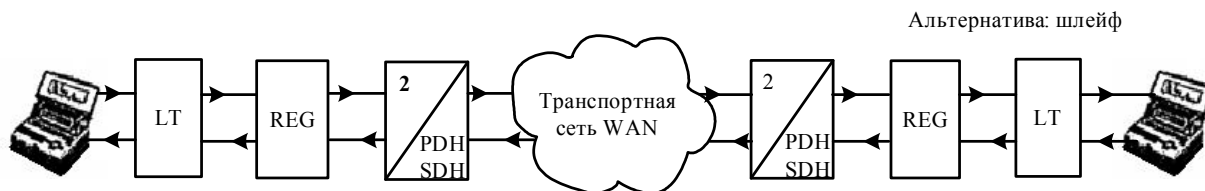


Рис. 6.6 Проверка соединения 2 Мбит/с

На практике используются два типа тестовых последовательностей — фиксированные и псевдослучайные (ПСП, PRBS — Pseudorandom Binary Sequence). ПСП несёт в себе признаки как детерминированного сигнала (поскольку это периодический сигнал), так и случайного (распределение единиц и нулей двоичного сигнала на периоде случайно с равной вероятностью появления как 1, так и 0). Это так называемые M-последовательности, первообразные и неприводимые. Количество бит на периоде ПСП вычисляется по формуле  $(2^N - 1)$ , где  $N$  — порядок ПСП. Для потоков E1 и E2 величина  $N$  равна 15, а для E3 и E4 — 23. Таким образом, в ПСП значение каждого бита заранее известно и вместе с тем передаваемый сигнал имеет свойства случайного сигнала с практически одинаковым количеством нулей и единиц, что облегчает работу регенераторов и приёмников.

**Тестовый набор** при помощи сдвигового регистра распределен по  $n$  **выбираемым временным интервалам** ( $n = 1 \div 31$ ).

Продолжительность измерения должна составлять не менее 24 часов, чтобы можно было зафиксировать проявления ошибок, зависящие от изменений трафика. Измерения и подтверждение определенного качества основаны на анализе, выполняемом в соответствии с ИТУ-Т

G.821, G.826, M.2100 и гарантируются договором между сетевым провайдером и пользователем сети. Наряду с коэффициентом битовых ошибок, определяющим фактором является доступность линий в течение периода измерений.

Согласно российскому стандарту [28] период измерений для оценки на соответствие долговременным нормам должен быть не менее 1 месяца.

### 6.7.2. Измерения без выключения связи на 2 Мбит/с

Для проведения измерений без отключения цифрового канала используются алгоритмы CRC. Измерения без выключения связи должны проводиться так, чтобы прибор никаким образом не влиял на исследуемый сигнал. В зависимости от типа цикловой структуры используются алгоритмы CRC различных порядков (табл. 6.1).

В процессе эксплуатации система сама отмечает алармы и основные функциональные сбои и передает эту информацию системе сетевого управления или сообщает о неисправностях обслуживающему персоналу световыми или звуковыми сигналами. Список основных алармов SDH приведён в приложении.

Таблица 6.1

Алгоритмы CRC

Тип кода	Используемый полином	Контрольная сумма, бит	Использование для измерений
CRC-6	$X^6+X+1$	6	DS1
CRC-4	$X^4+X+1$	4	E1
CRC-16 FCS	$X^{16}+X^{12}+X^5+1$	16	HDLC, V41, Frame Relay, ISDN
CRC-32	$X^{32}+X^{26}+X^{23}+X^{22}+X^{16}+X^{12}+X^{11}+X^{10}+X^8+X^7+X^5+X^4+X^2+X+1$	32	SMDS, LAN

В тестах, применяемых для оценки качества и обнаружения ошибок, главным образом используются проверки на ошибки синхронизации, CRC и кодовые ошибки. Соответствующие практические события появления ошибок и алармов перечислены на рис. 6.7.

**Битовые ошибки** обнаруживаются при сравнении позиций каждого бита сигнала, переданного в линию или тракт и принятого на конце линии или тракта. Несовпадение позиций означает сбой.

**Цикловые ошибки** можно обнаружить при проверке передаваемого по линии структурированного сигнала на его соответствие алгоритму структурирования. Как правило, проверяется каждый принимаемый цикловой синхросигнал (0011011 для ИКМ-30 или 1111010000 для ИКМ-120 и ИКМ-480, повторяющийся через нормированные интервалы времени) на соответствие алгоритму её формирования.



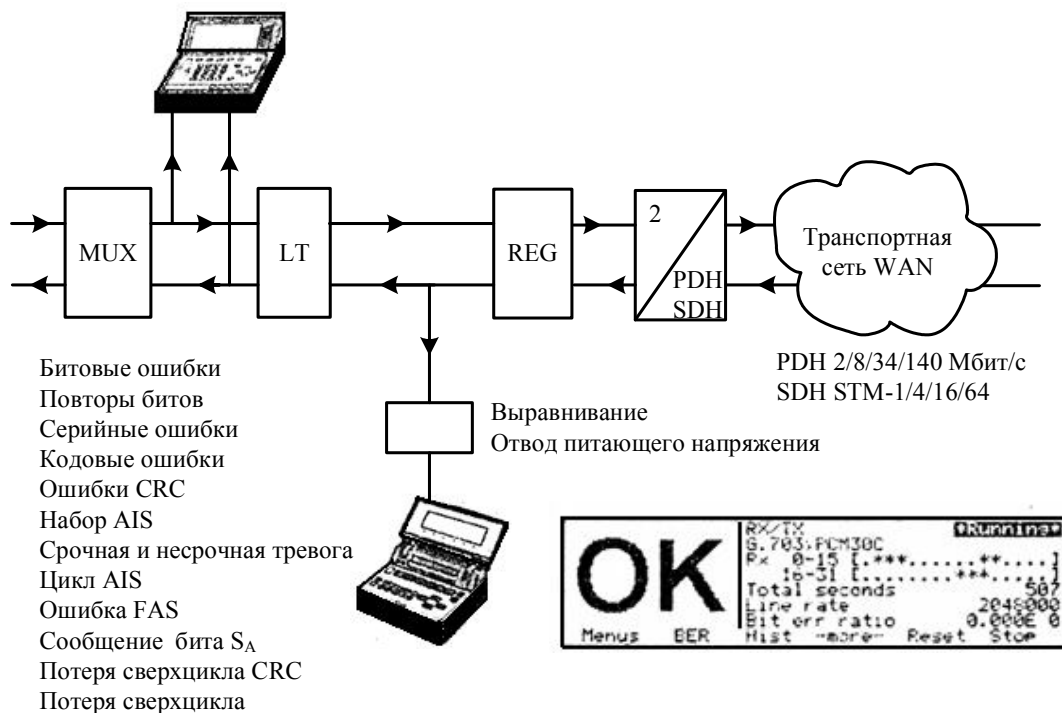


Рис. 6.7. Существенные ошибки и алармы

**Кодовые ошибки** обнаруживаются путём проверки принимаемого цифрового сигнала на соответствие алгоритму его формирования (таблице кода). При контроле станционных и линейных стыков обнаруживаются сигналы, обладающие определённой избыточностью, т.е. так называемые «запрещённые» комбинации.

**Серийные ошибки** провоцируются событиями, приводящими к большому количеству ошибок за короткое время (например, плохой контакт, переключение, переполнение буфера, электромагнитная интерференция и т.д.). Серийная ошибка может привести к потере синхронизма.

Использование битов  $S_A$ , циклов AIS, FAS и CRC для мониторинга ошибок было рассмотрено в подразд. 2.1.

AIS возможен в форме сигнала «все единицы» во всех временных интервалах, кроме непосредственно сигнала AIS. Тип AIS может указывать источник ошибок. Бесцикловый AIS передаётся в том случае, если мультиплексор не принимает циклы с удалённого окончания. В PDH возможны следующие основные типы сообщений об алармах: потеря сигнала, синхронизации цикла или сверхцикла, срочный или несрочный аларм, проскальзывание битов, микропрерывания. В SDH список значительно шире (см. приложение).

Биты E процедуры CRC-4 инвертируются для сохранения структуры сверхцикла в моменты обнаружения ошибок. Таким образом, приемная сторона может информировать передающую сторону об обнаружении ошибок передачи. После того как установится цикловая синхронизация, сигналы CRC-4 будут передаваться непрерывно. Аналогично организуется и проверка цифровых трактов других ступеней. Меняется только порядок процедуры: CRC-6 для контроля ИКМ-120, CRC-8 для контроля ИКМ-480.

Функция мониторинга ошибок системы реагирует, когда коэффициент ошибок FAS превышает определенное пороговое значение (например,  $10^{-6}$  или  $10^{-3}$ ). Потеря синхронизации CRC-4 происходит тогда, когда более чем 914 сигналов CRC-4, передаваемые в течение 1 секунды, не будут соответствовать нормированным.

### 6.7.3. Измерения в сквозном режиме на 2 Мбит/с

Сквозной режим тестирования (рис. 6.8) называют также режимом *drop&insert* [10]. Он является переходным между измерениями с выключением и без отключения связи.

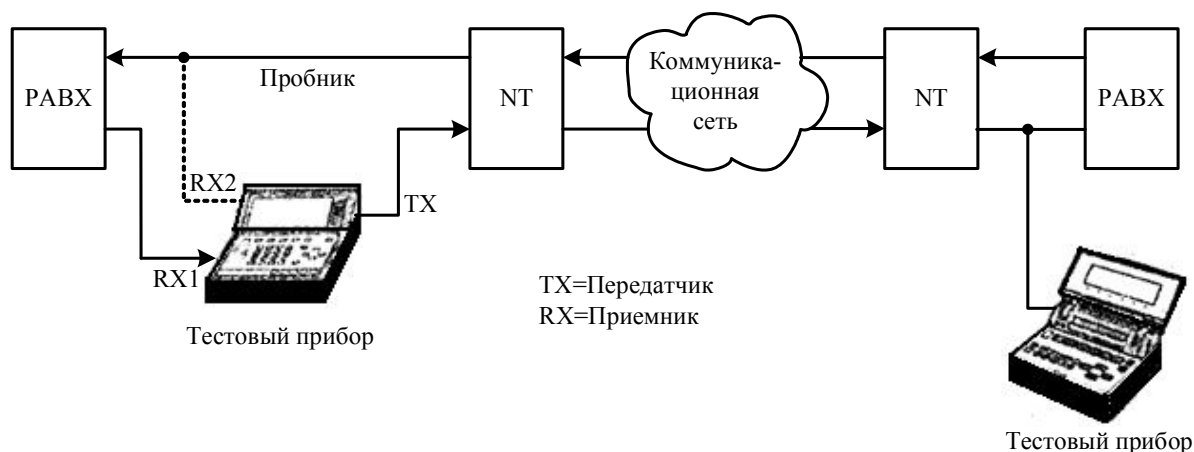


Рис. 6.8. Измерения в сквозном режиме

В режиме *drop&insert* тестовый прибор «вынимает» (*drop*) или «выбрасывает» содержимое выбранного временного интервала или интервалов ( $n \times 64$  кбит/с) и «вставляет» (*insert*) выбранный тестовый набор на его место. Это позволяет специально демонстрировать качество передачи одиночного канала на стороне 2 Мбит/с независимо от того, передают ли установленные системные компоненты временной интервал прозрачно или он регенерируется в обоих направлениях передачи. Режим *drop&insert* имеет преимущества благодаря использованию полностью искусственного тестового сигнала, сгенерированного тестовым оборудованием.

Недостатком такой тестовой процедуры является то, что соединение должно на время разрываться для подключения тестирующего оборудования.

## Литература

1. Бакланов И.Г. Методы измерений в системах связи / И.Г. Бакланов ; под ред. А.Б. Иванова. – М. : ЭКО-ТРЕНДЗ, 1999. – 195 с.
2. Нормы на электрические параметры цифровых каналов и трактов магистральных внутризоновых первичных сетей / Министерство связи РФ. – М. : ЦНИИС, 1966. – 107 с.
3. Баева Н.Н. Многоканальная электросвязь и РРЛ : учеб. для вузов / Н.Н. Баева. – М. : Радио и связь, 1988. – 312 с.
4. Иванов В.И. Цифровые и аналоговые системы передачи : учеб. для вузов / В.И. Иванов и др. ; под ред В.И. Иванова. – М. : Радио и связь, 1995. – 232 с.
5. Системы электросвязи : учеб. для вузов / В.П. Шувалов и др. ; под ред. В.П. Шувалова. – М. : Радио и связь, 1987. – 512 с.
6. Крук Б.И. Телекоммуникационные системы и сети : учеб. пособие / Б.И. Крук, В.И. Попантонопуло, В.П. Шувалов ; под ред. В.П. Шувалова. – Новосибирск : СИБГУТИ, 1997. – 464 с.
7. Traité d'électricité. Vol. XVIII. Systèmes de télécommunications. P.G.Fontolliet. – Presses polytechniques romandes, 1990. – 512 с.
8. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы : учеб. для вузов / И.В. Гоноровский. – М. : Радио и связь, 1986. – 512 с.
9. Беллами Дж. Цифровая телефония / Дж. Беллами ; пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1986. – 544 с.
10. Колинко Т.А. Измерения в цифровых системах связи : практ. рук. / Т.А. Колинко. – Киев : ВЕК+, 2002. – 320 с.
11. Слепов Н.Н. Синхронные цифровые сети / Н.Н. Слепов. – М. : ЭКО-ТРЕНДЗ, 1999. – 148 с.
12. Власов И.И. Измерения в цифровых сетях связи / И.И. Власов, М.М. Птичников. – М. : Постмаркет, 2004. – 432 с.
13. ITU-T Recommendation G.709. Synchronous Multiplexing Structure. 03/1993.
14. ITU-T Recommendation I.361. ATM Layer Specification. 11/1995.
15. Синхронная цифровая иерархия : учеб. пособие / пер. с итал. Ю.К. Строгановой ; ред. пер. доц. В.Г. Фокин ; под общ. ред. проф. Б.И. Крука. – Новосибирск : СибГУТИ, 1998.
16. Носов В.И. Радиорелейные линии синхронной цифровой иерархии. Многоуровневый кодек, модем и эквалайзеры : учеб. пособие / В.И. Носов. – Новосибирск : СибГУТИ, 2003.
17. Фокин В.Г. Аппаратура систем синхронной цифровой иерархии : метод. указания / В.Г. Фокин. – Новосибирск : СибГУТИ, 1998.
18. Фокин В.Г. Оптические транспортные сети : метод. указания. – Новосибирск : СибГУТИ, 2003. – 157 с.
19. ITU-T Recommendation G.841. Types and characteristics of SDH network protection architectures. 07/1995.

20. Безир Х., Хойер П., Кеттлер Г. Цифровая коммутация / Х. Безир, П. Хойер, Г. Кеттлер ; пер. с нем. – М. : Радио и связь, 1984. – 264 с.
21. Бакланов И.Г. Технологии измерений первичной сети. Часть 2. Системы синхронизации, В-ISDN, АТМ / И.Г. Бакланов. – М. : ЭКО-ТРЕНДЗ, 2000. – 149 с.
22. Штагер В.В. Электронные системы коммутации / В.В. Штагер. – М. : Радио и связь, 1983. – 232 с.
23. Злотник Б.М. Помехоустойчивые коды в системах связи / Б.М. Злотник. – М. : Радио и связь, 1989. – 232 с. – (Статистическая теория связи; Вып. 31).
24. Лагутенко О.И. Модемы. Справочник пользователя / О.И. Лагутенко. – СПб. : Лань, 1997. – 386 с.
25. Парфенов Ю.А. «Последняя миля» на медных кабелях / Ю.А. Парфенов, Д.Г. Мирошников. – М. : ЭКО-ТРЕНДЗ, 2001.
26. ITU-T Recommendation G.703. Physical/electrical characteristics of hierarchical digital interfaces. – Geneva, 1991.
27. Халсалл Ф. Передача данных, сети компьютеров и взаимосвязь открытых систем / Ф. Халсалл ; пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1995. – 408 с.
28. Нормы на электрические параметры цифровых каналов и трактов магистральных внутризоновых первичных сетей / Министерство связи РФ. – М. : ЦНИИС, 1966. – 107 с.
29. ITU-T Recommendation G.811. Timing characteristics of primary reference clocks. 09/97.

## Приложение. Алармы в SDH [10]

• Аларм **RDI** (remote defect indication — индикация дефекта на дальнем окончании) изначально назывался **FERF** (far end receive failure — неисправность приема на дальнем окончании).

• **REI** (remote error indication — индикация удаленной ошибки) в более поздних рекомендациях называется **FEBE** (far end block error — серийная ошибка на дальнем окончании).

Обозначение в SDH	Старое обозначение	Расположено в байте	Значение	Критерий обнаружения
<b>LOS</b>	NO-SIG		Потеря символа	
<b>TSE</b>	BIT ERROR		Ошибка в тестовой последовательности (битовая ошибка)	
<b>LSS</b>	NO-PATT		Потеря синхронизации последовательности	
<b>Регенераторная секция</b>				
<b>OOF</b>		A1, A2	За пределами цикла	Ошибка в A1, A2 $\geq 625$ мкс
<b>LOF</b>		A1, A2	Потеря цикла	Когда OOF $\geq 3$ мс
<b>B1 (8 бит)</b>		B1	Ошибки/серийные ошибки B1 (монитор битовых ошибок регенератора)	Содержит все биты цикла после скремблера
<b>RS-TIM</b>		J0	Ошибка идентификатора маршрута	Отмечается в рабочем режиме
<b>Мультиплексорная секция</b>				
<b>B2 (24 бита)</b>		B2	Ошибки/серийные ошибки B2 (монитор битовых ошибок секции)	Все биты цикла перед скремблером, кроме RSOH
<b>MS-REI</b>		M1	Индикация удаленной ошибки мультиплексорной секции	Биты 1÷8 содержат число отмеченных алармов B2
<b>MS-AIS</b>		K2	AIS мультиплексорной секции	TX (передача): все биты цикла, кроме RSOH, равны 1; RX (прием): K2-биты 6, 7, 8 = 111
<b>MS-RDI</b>	MS-FERF	K2	Индикация удаленного аларма мультиплексорной секции	K2-биты 6, 7, 8 = 110
<b>Административный блок</b>				
<b>AU-LOP</b>		H1, H2	Потеря поинтера AU (AU-3 или AU-4)	Получено 8÷10 NDF или 8÷10 неправильных поинтеров
<b>AU-AIS</b>		AU содержит H1, H2, H3	AIS административного блока	TX: все биты AU3/4 = 1RX: H1, H2 = 1

## Продолжение приложения

Обозначение в SDH	Старое обозначение	Расположено в байте	Значение	Критерий обнаружения
<b>AU-PJE</b>		H1, H2	Событие выравнивания поинтера	Инкремент/декремент поинтера
<b>Путь высокого порядка</b>				
<b>B3 (8 бит)</b>		B3	Ошибки/серийные ошибки B3	Все биты VC3/4, включая POH
<b>HP-REI</b>	HP-FEBE	G1	Индикация удаленной ошибки пути HO	Биты 1, 2, 3, 4 содержат количество обнаруженных алармов B3
<b>HP-RDI</b>	HP-FERF	G1	Индикация удаленной ошибки пути HO (VC3,4)	Биты 5, 6, 7 = 100 (бит 8 не используется)
<b>HP-RDI-EP</b>		G1	Общая ошибка поля полезной нагрузки в RDI пути HO	Биты 5, 6, 7 = 010 (бит 8 не используется)
<b>HP-RDI-ES</b>		G1	Общая ошибка сервера в RDI пути HO	Биты 5, 6, 7 = 101 (бит 8 не используется)
<b>HP-RDI-EC</b>		G1	Общая ошибка соединения в RDI пути HO	Биты 5, 6, 7 = 110 (бит 8 не используется)
<b>HP-TIM</b>		J1	Несоответствие идентификатора маршрута пути HO (15 байтов с CRC или 64 байта)	Обнаружение последовательности в режиме online
<b>HP-PLM</b>		C2	Несоответствие метки полезной нагрузки пути HO	Битовая комбинация из-за соответствующей структуры размещения
<b>HP-UNEQ</b>		C2	Путь HO не имеет индикации VC (VC3/4)	= 00
<b>Несущий блок</b>				
<b>TU-LOP</b>		VI, V2	Потеря поинтера TU	Получено 8÷10 NDF или 8÷10 неправильных поинтеров
<b>TU-AIS</b>		TU содержит V1...V4	AIS несущего блока	TX (передача): все биты TU = 1 RX (прием) VI, V2 = 1
<b>TU-LOM</b>		H4	Потеря сверхцикла TU	Биты 7, 8 не равны последовательности 00, 01, 10, 11
<b>Путь низкого порядка</b>				
<b>ВIP-2</b>		V5	Ошибки/серийные ошибки ВIP-2	VC 11, 12, 2: V5-биты 7, 6 содержат все биты VC, включая POH
<b>LP-REI</b>	LP-FEBE	G1/V5	Индикация удаленной ошибки пути LO	VC3: G1-биты 1, 2, 3, 4 = числу обнаруженных ошибок B3VC 11, 12, 2: V5-бит 3 = 1, если ВIP-2 ≥ 1 ошибок на цикл

## Продолжение приложения

Обозначение в SDH	Старое обозначение	Расположено в байте	Значение	Критерий обнаружения
<b>LP-RDI</b>	LP -FERF	G1/V5	Индикация удаленной ошибки пути LO	VC3: G1-биты 5,6,7=100 VC 11, 12, 2: V5-бит8 = 1
<b>LP-RDI-EP</b>		G1/V5/K4	Общая ошибка поля полезной нагрузки в RDI пути LO	VC3: G1-биты 5, 6, 7 = 101 VC11, 12, 2: V5-бит8 = 1 K4-биты 5, 6, 7 = 101
<b>LP-RDI-ES</b>		G1/V5/K4	Общая ошибка сервера в RDI пути LO	VC3: G1-биты 5,6,7 = 110 VC11, 12, 2: V5-бит8 = 1 K4-биты 5, 6, 7 = 110
<b>LP-RDI-EC</b>		G1/V5/K4	Общая ошибка соединения в RDI пути LO	VC3: G1-биты 5,6,7 = 010 VC11, 12, 2: V5-бит8 = 0 K4-биты 5, 6, 7 = 010
<b>LP-RDI</b>		V5	Индикация удалённой неисправности пути LO	Бит 4 = 1
<b>LP-TIM</b>		J2	Несоответствие идентификатора маршрута пути LO	Обнаружение последовательности в режиме online
<b>LP-PLM</b>		C2/V5	Несоответствие метки полезной нагрузки пути LO	Битовая комбинация из-за соответствующей структуры размещения
<b>LP-UNEQ</b>		C2/V5	Путь LO не имеет индикации VC	VC3: C2 = 00 VC11, 12, 2: V5-биты 5, 6, 7 = 0

Учебное издание

**Винокуров** Владимир Михайлович

**ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ**

Учебное пособие

Технический редактор Н.С. Голикова

Корректор Е.С. Юзефович

Формат 60x84/8. Усл. печ. л. 18,60. Тираж 30. Заказ 1032.

Томский государственный университет  
систем управления и радиоэлектроники  
634050, Томск, пр. Ленина, 40  
Тел. (3822) 533018)