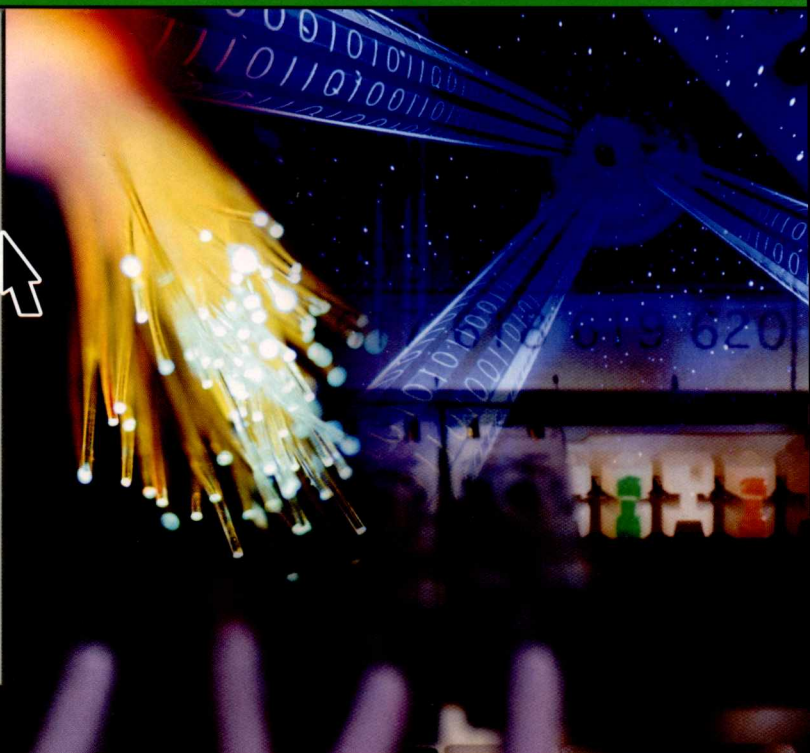


# УЧЕБНИК

ДЛЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

СПЕЦИАЛЬНОСТЬ



# МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Горячая линия-Телеком



В. Н. Гордиенко  
М. С. Тверецкий

**В. Н. Гордиенко  
М. С. Тверецкий**

# **МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ**

*Допущено Министерством Российской Федерации  
по связи и информатизации в качестве учебника  
для студентов высших учебных заведений,  
обучающихся по специальности 201000 —  
«Многоканальные телекоммуникационные системы»  
направления подготовки дипломированных  
специалистов 654400 — «Телекоммуникации»*

Москва  
Горячая линия - Телеком  
2007

УДК 621.396.4

ББК 32.889

Г67

Рецензенты: доктор техн. наук, профессор В. А. Андреев,  
доктор техн. наук, профессор А. Х. Султанов

**Гордиенко В. Н., Тверецкий М. С.**

**Г67** Многоканальные телекоммуникационные системы. Учебник для вузов. – М: Горячая линия–Телеком, 2007. – 416 с.: ил.

**ISBN 5-93517-219-4.**

Излагаются базовые принципы построения цифровых многоканальных телекоммуникационных систем, обсуждаются особенности работы оборудования цифровых систем передачи плезиохронной и синхронной цифровой иерархии. Рассматриваются вопросы нормирования качества передачи информации по цифровым каналам и трактам, а также особенности применения цифровых систем передачи на современных телекоммуникационных сетях.

Для студентов вузов, обучающихся по специальности 201000 – «Многоканальные телекоммуникационные системы» в рамках направления 654400 – «Телекоммуникации», может быть полезен студентам, обучающимся по специальностям: 071700 – «Физика и техника оптической связи», 200900 – «Сети связи и системы коммутации», 201800 – «Защищенные системы связи».

**ББК 32.889**

Учебное издание

**Гордиенко Владимир Николаевич  
Тверецкий Михаил Серафимович**

**МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ**

Учебник

Редактор А. Е. Павлов  
Художник В. П. Симонов  
Подготовка оригинал-макета Ю. Н. Рысева

Лицензия ЛР № 071825 от 16.03.99 г.  
Подписано к печати 19.12.2006. Формат 60×90 1/16.  
Усл. печ. л. 26. Изд. № 7219. Доп. тираж 2000 экз.

Зак. 2097.

Отпечатано с готовых диапозитивов в ООО ПФ «Полиграфист».  
160001, г. Вологда, ул. Челюскинцев, 3.  
Тел.: (8172) 72-55-31, 72-60-72.

**ISBN 5-93517-219-4**

© В. Н. Гордиенко, М. С. Тверецкий, 2005, 2007  
© Оформление издательства  
«Горячая линия–Телеком», 2007

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>Предисловие</b> .....	7
<b>Список часто используемых сокращений</b> .....	8
<b>Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов</b> .....	10
<b>Глава 1. Введение в цифровой способ передачи сигналов</b> .....	11
1.1. Роль цифровых способов передачи сигналов .....	11
1.2. Формирование цифрового сигнала .....	14
1.3. Иерархия цифровых телекоммуникационных систем .....	18
<b>Глава 2. Сигналы электросвязи и методы их описания</b> .....	22
2.1. Уровни передачи .....	22
2.2. Параметры и характеристики сигналов .....	24
2.3. Первичные сигналы электросвязи .....	28
2.3.1. Сигналы телефонирования .....	28
2.3.2. Сигналы звукового вещания .....	32
2.3.3. Факсимильные сигналы .....	33
2.3.4. Телевизионные сигналы .....	36
2.3.5. Сигналы передачи дискретной информации .....	38
<b>Глава 3. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование сигналов</b> .....	40
3.1. Дискретизация сигнала во времени .....	42
3.2. Квантование сигнала по уровню .....	51
3.2.1. Равномерное квантование .....	51
3.2.2. Неравномерное квантование .....	54
3.3. Кодирование сигналов .....	59
3.3.1. Принципы кодирования .....	59
3.3.2. Кодек с линейной характеристикой квантования .....	63
3.3.3. Кодек с нелинейной характеристикой квантования .....	65
3.4. Структура оконечной станции .....	70
3.4.1. Функциональная схема оконечной станции первичной ЦТС .....	70
3.4.2. Структура первичного цифрового потока .....	73
3.4.3. Функциональная схема генераторного оборудования .....	78
3.5. Универсальная система первичного мультиплексирования .....	83
<b>Глава 4. Синхронизация оборудования цифровых телекоммуникационных систем</b> .....	90
4.1. Тактовая синхронизация .....	91
4.1.1. Способы тактовой синхронизации .....	91
4.1.2. Задающий генератор в автономном режиме .....	91



4.1.3. Генератор с принудительной синхронизацией .....	95
4.1.4. Выделение хронизирующего сигнала .....	96
4.1.5. Параметры хронизирующих сигналов .....	101
4.2. Цикловая синхронизация .....	105
4.2.1. Требования к системе цикловой синхронизации .....	105
4.2.2. Структура и принцип действия приемника циклового синхросигнала .....	106
4.2.3. Расчет параметров системы цикловой синхронизации ....	109
4.2.4. Улучшение параметров систем цикловой синхронизации.	115
<b>Глава 5. Мультиплексирование цифровых потоков</b> .....	<b>118</b>
5.1. Принцип и способы мультиплексирования .....	118
5.2. Синхронное мультиплексирование .....	120
5.3. Мультиплексирование асинхронных потоков .....	122
5.4. Система команд двустороннего согласования скоростей .....	131
5.5. Циклы передачи телекоммуникационных систем высших ступеней ПЦИ .....	134
<b>Глава 6. Передача цифровых сигналов</b> .....	<b>144</b>
6.1. Принцип регенерации сигналов .....	144
6.2. Помехоустойчивость регенератора .....	145
6.2.1. Виды помех и искажений .....	145
6.2.2. Коррекция межсимвольных искажений .....	149
6.2.3. Коэффициент ошибок регенератора .....	152
6.2.4. Метод «глаз-диаграммы» .....	155
6.3. Коды в линии .....	161
6.3.1. Анализ двоичной последовательности .....	161
6.3.2. Общие характеристики кодов .....	166
6.3.3. Виды кодов в линии ЦТС различных типов .....	174
6.4. Длина регенерационного участка на кабеле с металлическими парами .....	181
<b>Часть 2. Синхронные цифровые телекоммуникационные системы</b> .....	<b>186</b>
<b>Глава 7. Преобразование сигналов в СЦТС</b> .....	<b>187</b>
7.1. Структуры кадров СЦТС .....	187
7.2. Поле нагрузки транспортного модуля STM-1 .....	192
7.2.1. Элементы поля нагрузки .....	192
7.2.2. Расположение контейнера C-4 .....	195
7.2.3. Расположение контейнеров C-3 .....	198
7.2.4. Расположение контейнеров низшего уровня .....	199
7.3. Ввод потоков сети доступа .....	201
7.3.1. Ввод потока 140 Мбит/с .....	201
7.3.2. Ввод потока 2 Мбит/с .....	202
7.3.3. Ввод других потоков сети доступа .....	205
7.4. Функции и структуры указателей .....	207
7.5. Функции и структуры заголовков .....	210

7.6. Контроль появления ошибок.....	217
<b>Глава 8. Мультиплексоры СЦТС</b> .....	<b>220</b>
8.1. Функциональная схема мультиплексора .....	220
8.2. Конфигурации мультиплексоров .....	227
8.3. Структурная схема мультиплексора .....	231
<b>Глава 9. Транспортная сеть СЦТС</b> .....	<b>237</b>
9.1. Архитектура транспортной сети .....	237
9.2. Защита транспортной сети .....	244
9.2.1. Методы защиты.....	244
9.2.2. Защита кольцевых структур .....	249
9.3. Передача по оптическим кабелям.....	255
9.3.1. Передающие и приемные оптические модули .....	255
9.3.2. Оптические усилители .....	259
9.3.3. Выбор параметров оптических секций.....	263
<b>Глава 10. СЦТС со спектральным уплотнением оптических волокон</b> ..	<b>277</b>
10.1. Принципы построения СЦТС со спектральным уплотнением.....	277
10.2. Параметры СЦТС со спектральным уплотнением.....	285
10.3. Переход к фотонным транспортным сетям .....	296
<b>Глава 11. Синхронизация СЦТС</b> .....	<b>300</b>
11.1. Структура системы синхронизации .....	300
11.2. Защита системы синхронизации .....	310
<b>Глава 12. Управление цифровыми телекоммуникационными системами</b> .....	<b>316</b>
12.1. Модель управления сетью.....	316
12.2. Архитектура TMN .....	317
12.3. Общие и прикладные функции TMN.....	326
12.4. Функции управления.....	327
12.4.1 Общие функции управления .....	327
12.4.2. Управление сообщениями об аварийных ситуациях .....	328
12.4.3. Управление рабочими характеристиками.....	329
12.4.4. Управление конфигурацией.....	330
12.4.5. Сигналы технического обслуживания.....	330
<b>Глава 13. Нормирование параметров каналов и трактов ЦТС</b> .....	<b>334</b>
13.1. Семейство интерфейсов сетевого узла.....	334
13.2. Нормирование ошибок в каналах и трактах .....	338
13.2.1. Основные определения.....	338
13.2.2. Номинальные цепи цифровой сети.....	344
13.2.3. Долговременные нормы на показатели ошибок.....	348
13.2.4. Оперативные нормы на показатели ошибок.....	352
13.2.5. Оперативные нормы для трактов и секций СЦИ.....	356
13.3. Нормирование фазовых флуктуаций.....	358
13.3.1. Сетевые предельные нормы на фазовое дрожание .....	358
13.3.2 Предельные нормы на фазовое дрожание цифрового обслуживания.....	360

<b>Глава 14. Специальные цифровые телекоммуникационные системы</b> .....	363
14.1. Цифровые телекоммуникационные системы абонентского доступа .....	363
14.1.1. Принципы построения ЦТС абонентского доступа.....	363
14.1.2. Метод кодирования CAP-M .....	365
14.1.3. Принципы дифференциальной ИКМ .....	368
14.1.4. Примеры реализации ЦТС абонентского доступа.....	375
14.2. Цифровые статистические телекоммуникационные системы	382
<b>Приложение 1</b> .....	390
<b>Приложение 2</b> .....	395
<b>Англоязычные аббревиатуры и термины, часто используемые в телекоммуникационной технике</b> .....	403
<b>Список литературы</b> .....	412
<b>Предметный указатель</b> .....	414

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий учебник соответствует программе дисциплины «Многоканальные телекоммуникационные системы», являющейся базовой дисциплиной для специальности 201000 «Многоканальные телекоммуникационные системы» направления 654400 – Телекоммуникации.

По данному курсу учебник издавался в 1997 году и многие вопросы, связанные с современными цифровыми технологиями в нем не были отражены. При подготовке нового издания авторы учитывали, что изучению данной дисциплины предшествует знакомство с такими курсами, как «Теория электрической связи», «Основы построения телекоммуникационных систем и сетей», «Направляющие системы электросвязи. Одновременно было также учтено то обстоятельство, что вопросы построения аналоговых систем передачи весьма широко и подробно изложены в различных учебниках и учебных пособиях. Поэтому основное внимание было обращено на изложение вопросов построения, проектирования и практического применения на телекоммуникационных сетях современных цифровых многоканальных телекоммуникационных систем.

Учебник условно разделен на две части. В первой части кратко рассматриваются параметры сигналов электросвязи, которые используются в дальнейших разделах, обсуждаются общие принципы формирования цифровых сигналов и особенности построения многоканальных цифровых телекоммуникационных систем. Вторая часть учебника в основном посвящена изучению вопросов, связанных с особенностями построения и практического применения синхронных цифровых телекоммуникационных систем синхронной цифровой иерархии (СЦИ). Кроме того, в этой части учебника обсуждаются вопросы управления цифровыми телекоммуникационными системами и принципы нормирования параметров цифровых каналов и трактов, а также рассмотрены некоторые специальные цифровые телекоммуникационные системы. В учебнике широко используются материалы руководящих и нормативных документов отрасли, а также международные рекомендации, по цифровым телекоммуникационным технологиям.

Авторы выражают благодарность доценту кафедры многоканальной электросвязи Четкину С.В., а также специалистам ЦНИИС Алексееву Е.Б и Меккелю А.М. за помощь в подготовке учебника.

## СПИСОК ЧАСТО ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

<b>АБК</b>	абсолютный биимпульсный код
<b>АДИКМ</b>	адаптивная дифференциальная ИКМ
<b>АИМ</b>	амплитудно-импульсная модуляция
<b>АОП</b>	аппаратура оперативного переключения
<b>АЦП</b>	аналого-цифровое преобразование
<b>АЧХ</b>	амплитудно-частотная характеристика
<b>БАС</b>	блок асинхронного согласования
<b>БВН</b>	без возвращения к нулю
<b>ВГ</b>	временное группообразование (мультиплексирование)
<b>ВЗПС</b>	внутризоновая первичная сеть
<b>ВОК</b>	кабель с оптическими волокнами
<b>ВОЛС</b>	волоконно-оптическая линия связи
<b>ВРК</b>	временное разделение каналов
<b>ВТЧ</b>	выделение хронизирующего сигнала (тактовой частоты)
<b>ГУН</b>	генератор, управляемый напряжением
<b>ДИ</b>	дискретная информация
<b>ЗГ</b>	задающий генератор
<b>ИИ</b>	информационная инфраструктура
<b>ИКМ</b>	импульсно-кодовая модуляция
<b>ИО</b>	информационное общество
<b>КИ</b>	канальный интервал
<b>КР</b>	кварцевый резонатор
<b>КСС</b>	команда согласования скоростей
<b>МВВ</b>	мультиплексор ввода/вывода
<b>МОВИ</b>	максимальная ОВИ
<b>МПС</b>	местная первичная сеть
<b>МСЭ-Т</b>	Международный союз по электросвязи (секция по стандартизации телекоммуникаций)
<b>ОА</b>	ограничитель амплитуды сигнала
<b>ОБК</b>	относительный биимпульсный код
<b>ОВ</b>	оптическое волокно
<b>ОВИ</b>	ошибка временного интервала
<b>ОКС</b>	отдельный канал сигнализации
<b>ОС</b>	обратная связь

<b>ОЦК</b>	основной цифровой канал
<b>ПИТ</b>	парноизбирательный троичный (код)
<b>ПК</b>	преобразователь кода
<b>ПМ</b>	первичный мультиплексор
<b>ПФ</b>	полосовой фильтр
<b>ПЦИ</b>	плезиохронная цифровая иерархия
<b>СИАС</b>	сигнал индикации аварийного состояния
<b>СМП</b>	магистральная первичная сеть
<b>СС</b>	служебная связь
<b>СУВ</b>	сигналы управления и взаимодействия
<b>СЦИ</b>	синхронная цифровая иерархия
<b>СЦТС</b>	синхронная цифровая телекоммуникационная система
<b>ТМ</b>	терминальный мультиплексор
<b>ТРР</b>	точка решения регенератора
<b>ФАПЧ</b>	фазовая автоподстройка частоты
<b>ФД</b>	фазовый детектор
<b>ФНЧ</b>	фильтр нижних частот
<b>ФХ</b>	фазовая характеристика
<b>ЦСС</b>	цикловой синхросигнал
<b>ЦСТ</b>	цифровой сетевой тракт
<b>ЦТС</b>	цифровая телекоммуникационная система
<b>ЧНН</b>	час наибольшей нагрузки
<b>ЧПИ</b>	чередование полярности импульсов
<b>ЧРК</b>	частотное разделение каналов

**ЧАСТЬ 1.**

**ЦИФРОВЫЕ СПОСОБЫ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ**

## Глава 1

# ВВЕДЕНИЕ В ЦИФРОВОЙ СПОСОБ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ

### 1.1. Роль цифровых способов передачи сигналов

Тенденции развития телекоммуникаций в XXI веке показывают, что человечество движется по пути создания глобального информационного общества. Понятие информационного общества (ИО) четко не определено, но можно предположить, что это такое общество, в котором информатизация и телекоммуникации (инфокоммуникации) будут определять новую ступень развития экономики, социальной сферы, культуры и науки.

Первой публикацией на тему ИО принято считать Меморандум Клинтона-Гора «Технология экономического роста Америки. Новое направление, которое предстоит создать», опубликованный в 1993 г. В качестве приоритетов роста экономической мощи США в нем были определены промышленность, электросвязь, энергетика, образование, экология и социальная сфера. Через год аналогичные шаги были предприняты и в Европе. В 1995 г. Международный союз электросвязи (МСЭ) взял на себя ведущую роль по международной координации работ по электросвязи, направленных на построение глобального ИО. К работе над ИО подключился и Европейский институт стандартов электросвязи (ETSI) с целью создания Европейской информационной инфраструктуры (ИИ). Предполагается создание национальных информационных инфраструктур (в том числе и Российской – РИИ), их объединение в региональные ИИ (например, Европейскую – ЕИИ) и мировую (глобальную – ГИИ).

Глобальная информационная инфраструктура – инфраструктура, которая является технологической основой глобального ИО. ГИИ должна поддерживать существующие и будущие средства электросвязи, информационные технологии и бытовую электронику, включая интерактивные, вещательные и мультимедийные возможности. Она охватывает проводные и радиосредства связи, стационарные и подвижные сети. Таким образом, ГИИ представляет собой интеграцию электросвязи, информатизации, компьютеризации,



## **Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов**

---

баз данных и бытовой электроники. Интеграция указанных областей невозможна без унификации формы представления информации с целью ее передачи и хранения. Такой универсальной формой является *цифровая*.

Информация передается и обрабатывается в большинстве случаев в виде *сигналов электросвязи* – электромагнитных колебаний, в изменениях параметров которых и заложена передаваемая информация. Например, речевое сообщение, представляющее собой изменение звукового давления, посредством микрофона превращается в изменяющееся соответствующим образом электрическое напряжение. В этих изменениях и будет содержаться та информация, которая была в исходном сообщении. Характерно, что в данном случае напряжение непрерывно изменяется во времени – такие сигналы называются *непрерывными*.

В дальнейшем будет показано, что при некоторых ограничениях непрерывный сигнал можно представить отдельными его мгновенными значениями, взятыми периодически. Такой сигнал является *дискретным* (дискретизированным во времени). Очевидно, что для передачи дискретного сигнала линия связи будет использоваться периодически в течение коротких отрезков времени. Поэтому при применении дискретных сигналов можно реализовать принцип *многоканальной передачи с временным разделением каналов* (ВРК), периодически предоставляя одну и ту же линию связи для передачи сигналов от разных источников.

Какие мгновенные значения примет конкретный сигнал в моменты дискретизации неизвестно. Такие сигналы, мгновенные значения которых образуют бесконечные множества, называются *аналоговыми*. Заметим, что аналоговым может быть как непрерывный, так и дискретный (во времени) сигнал.

Прием сигналов в реальных условиях всегда происходит на фоне помех, да и чувствительность приемника конечна. Например, можно утверждать, что звуки со звуковыми давлениями, отличающимися менее чем на 0,01%, будут восприниматься на слух, как одинаковые. Таким образом, перед передачей мгновенных значений сигнала их можно *округлить* до некоторых, достаточно близких друг к другу, *разрешенных значений*. Такое округление называется *квантованием сигнала по уровню* или просто *квантованием сигнала*. Эта операция превращает *аналоговый сигнал* в *цифровой*, т.е. в сигнал, мгновенные значения которого образуют конечное множество (определяются набором разрешенных значений). Теперь с сигналом можно обращаться как с набором чисел, что и определяет

## Глава 1. Введение в цифровой способ передачи сигналов

универсальность подхода к операциям с сигналами самой разнообразной информации.

Заметим, что наиболее удобной системой счисления для цифровых электронных устройств является двоичная система. Поэтому обычно операция квантования сочетается с операцией кодирования – записи тех или иных полученных значений в двоичной системе или в двоичном коде (в виде последовательности нулей и единиц). Сигналы в цифровой форме отличаются друг от друга, в основном, количественно – необходимой скоростью передачи – количеством бит\* информации в секунду. Кроме этого, иногда приходится учитывать и некоторые другие параметры, например, размеры групп одинаковых символов, следующих друг за другом (размеры пакетов символов) и вероятность появления пакетов определенных размеров, процент ошибок, который можно допустить при передаче и некоторые другие, о которых будет говориться далее в соответствующих местах.

Передача и обработка сигналов в цифровой форме имеет следующие существенные преимущества перед передачей и обработкой аналоговых сигналов.

*Унификация* различных видов передаваемой информации, это позволяет, в свою очередь, унифицировать оборудование передачи, обработки и хранения информации.

*Компьютеризация* телекоммуникационного оборудования, которая принципиально невозможна при использовании аналоговых сигналов. В условиях быстро нарастающего информационного обмена без компьютеризации невозможно обеспечить передачу и обработку информации с необходимым высоким качеством.

*Интеграция* систем передачи информации и систем коммутации – создание полностью цифровых телекоммуникационных сетей. Такие сети обладают высокой надежностью и эффективностью, поскольку позволяют организовывать альтернативные маршруты передачи и выравнивать сетевой трафик.

*Высокая помехоустойчивость.* Представление информации в цифровой форме, позволяет осуществлять регенерацию (восстановление) символов сигналов при передаче их по линии связи, что резко снижает влияние помех и искажений на качество передачи информации. Суть регенерации заключается в замене принятого искаженного сигнала на заново генерированный сигнал. При этом в частности, обеспечивается возможность использования линий свя-

---

\* Бит – число, принимающее значение или «1» или «0».

## ***Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов***

---

зи, на которых, из-за высокого уровня помех, аналоговые системы передачи применяться не могут.

Цифровые методы передачи весьма эффективны при работе по оптическим линиям, позволяющим организовывать передачу высокоскоростных потоков информации с относительно редким расположением промежуточных станций.

*Стабильность параметров каналов.* Стабильность и идентичность параметров каналов (остаточного затухания, частотной и амплитудной характеристик и других) определяются в основном устройствами обработки сигналов в аналоговой форме. Поскольку такие устройства, как будет показано далее, составляют незначительную часть оборудования цифровых телекоммуникационных систем (ЦТС), стабильность параметров каналов таких систем значительно выше, чем аналоговых. Этому также способствует отсутствие в ЦТС с ВРК влияния загрузки системы на параметры отдельных каналов.

*Высокие технико-экономические показатели.* Передача, обработка и коммутация сигналов в цифровой форме позволяют реализовывать весь аппаратный комплекс цифровой сети на чисто электронной основе с широким применением цифровых интегральных схем. Это значительно снижает стоимость оборудования, потребляемую энергию и габаритные размеры. Кроме того, существенно упрощается эксплуатация телекоммуникационных систем и повышается надежность оборудования.

### **1.2. Формирование цифрового сигнала**

Рассмотрим последовательное преобразование аналоговых сигналов в цифровые, пригодные для передачи по линии связи. Для простоты будем считать, что имеется всего два первичных (исходных) сигнала, которые следует передать по одной и той же линии связи. Графики рис. 1.1,а показывают изменение напряжений сигналов во времени. На этих графиках узкими импульсами отмечены мгновенные значения сигналов, взятые с периодом дискретизации  $T_d$ . Характерно, что период относительно невелик, т.е. между соседними мгновенными значениями изменение сигнала происходит плавно. Последовательности мгновенных значений для различных сигналов смещены друг относительно друга на величину  $T_k$ , называемую *канальным интервалом*. Наличие канального интервала позволяет на приемном конце осуществить временное разделение канальных сигналов.

Операцию квантования сигналов иллюстрирует рис. 1.1,б. Дискретные мгновенные значения первичных сигналов, перенесенные

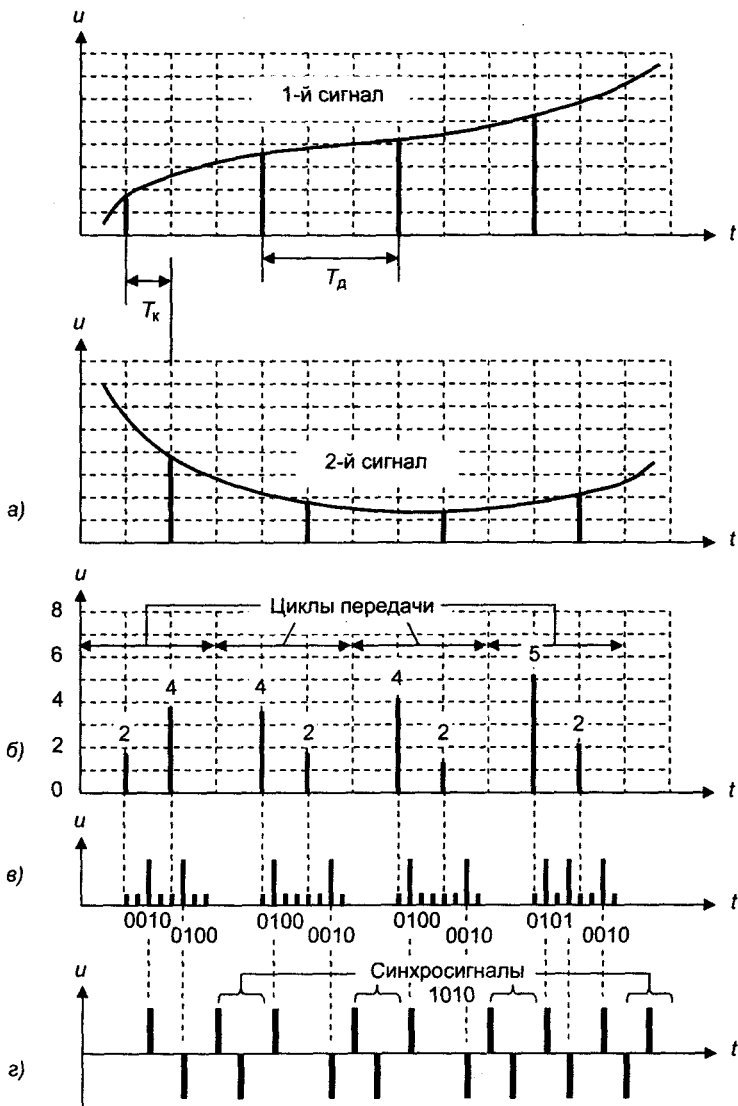


Рис. 1.1. Последовательность преобразования сигналов в цифровой телекоммуникационной системе на передаче:  
 а – исходные и дискретизированные сигналы; б – квантованный групповой сигнал; в – кодированный сигнал; г – сигнал в проводной линии

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

---

из графиков рис. 1.1,а, округляются до разрешенных значений (в нашем случае это целые числа 0, 1, 2,...). Под графиком приведены округленные значения в двоичных числах. Заметим попутно, что операция объединения мгновенных значений различных сигналов является операцией формирования *группового сигнала*. Главное требование, которому должен удовлетворять групповой сигнал, является требование возможности его обратного преобразования – разделения на исходные сигналы. Заметим также, что формирование группового сигнала можно было бы осуществить и на последующих этапах обработки сигнала.

График рис. 1.1,б иллюстрирует операцию кодирования – замены округленных мгновенных значений соответствующими двоичными кодовыми комбинациями. На графике условно нули показаны низкими импульсами, обычно же нулям соответствует отсутствие импульса. Кодовые комбинации (кодовые слова) в данном случае четырехразрядные – число разрядов в общем случае определяется максимальным числом разрешенных значений или числом *шагов квантования*. Период, в течение которого передается по одному мгновенному значению каждого канального сигнала, называется *циклом передачи* или *кадром*. Чтобы разделить принимаемый поток на циклы передачи и далее на отдельные кодовые слова, перед началом цикла передается цикловой синхросигнал. В данном случае это комбинация 1010, но в общем случае это может быть и какая-то другая, например, 0000. Во всяком случае, отличие циклового сигнала от любой другой комбинации в потоке заключается в том, что цикловой сигнал всегда периодически повторяется на одних и тех же позициях, в то время как другие комбинации в потоке случайны.

Следующий этап преобразования сигнала зависит от среды его распространения (вида линии передачи). Так, например, при использовании кабеля с металлическими жилами сигнал преобразуют в так называемый код с чередованием полярности импульсов (ЧПИ). В этом коде на нулевых позициях импульсы отсутствуют, а единицы передаются импульсами чередующейся полярности, как это показано на рис. 1.1,г.

На приеме сигналы претерпевают обратные преобразования.

При прохождении сигнала по линии он искажается и подвергается воздействию помех. На графике рис. 1.2,а условно показан вид такого сигнала. На графике силуэтом отмечены также исходные импульсы. Первоначальная операция на приеме – регенерация (восстановление) формы импульсов и их временных соотношений.

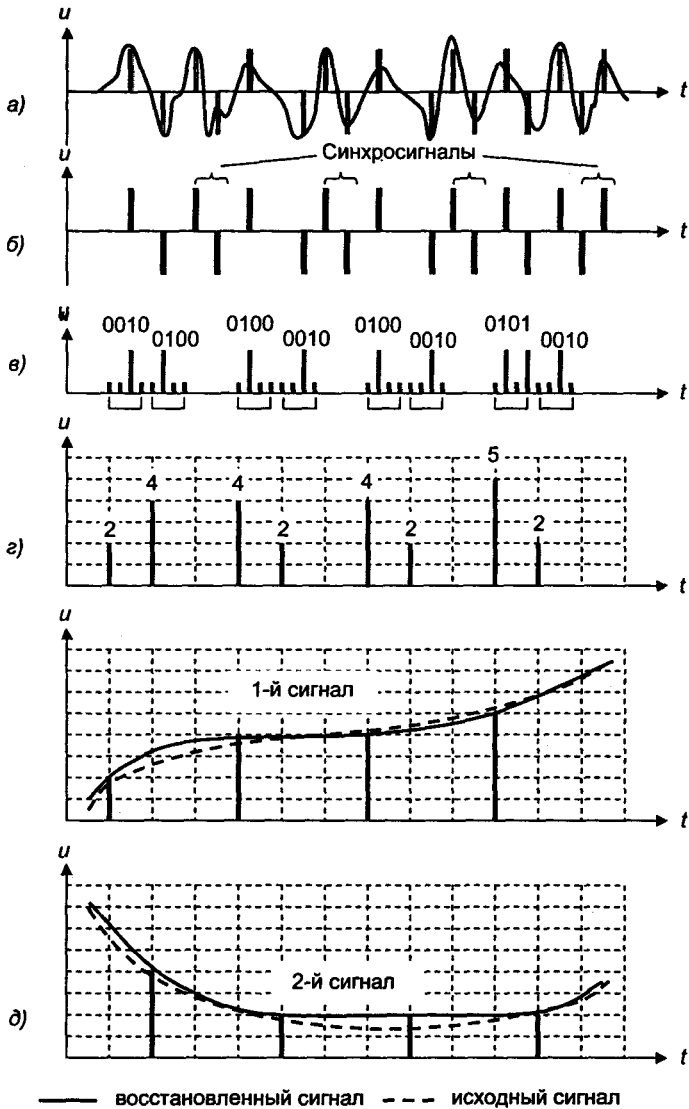


Рис. 1.2. Последовательность преобразования сигналов на приеме:  
 а – искаженный сигнал на входе; б – восстановленный сигнал в коде ЧПИ; в – каналные сигналы в двоичном коде; г – восстановленные отсчеты мгновенных значений; д – восстановленные исходные сигналы

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

---

Регенератор генерирует импульсную последовательность (рис. 1.2,б) на основе информации (мгновенные значения, спектральный состав), содержащейся в принимаемом сигнале. При этом возможны ошибки – генерация единичного импульса вместо нулевого и наоборот (на рисунке не показано). Далее сигнал преобразуется из линейного кода в двоичный (рис. 1.2,е), после чего восстанавливаются мгновенные значения исходных сигналов (рис. 1.2,з).

Мгновенные значения, относящиеся к различным исходным сигналам, разделяются посредством временного селектора – набора ключей, каждый из которых замыкается в период прохождения соответствующего мгновенного значения. Как уже отмечалось, временное объединение/разделение каналов может осуществляться и на другом этапе, например, перед преобразованием сигнала в линейный код на передаче и после преобразования из линейного кода в двоичный – на приеме. Мгновенные значения, относящиеся к данному сигналу, интегрируются – сглаживаются посредством фильтра нижних частот (рис. 1.2,д). Восстановленные таким образом исходные сигналы поступают к принимающему абоненту. Поскольку мгновенные значения на передаче были квантованы (округлены), восстановление сигнала неизбежно сопровождается ошибками, которые являются источником так называемых шумов квантования. Однако, как уже отмечалось, эти ошибки могут быть снижены до приемлемых значений путем уменьшения шагов квантования. Правда, это увеличит число разрешенных уровней и, следовательно, потребует передачи при прочих равных условиях большего объема информации.

Таковы, в общих чертах, общие принципы цифровой передачи.

### 1.3. Иерархия цифровых телекоммуникационных систем

Исторически сложилось так, что многоканальные телекоммуникационные системы строятся по иерархическому принципу, который заключается в следующем. В первичной системе передачи объединяется (мультиплексируется)  $n$  исходных сигналов в первичный групповой сигнал (в частности, в первичный цифровой поток), во вторичной системе  $m$  групповых первичных сигналов объединяются во вторичный групповой сигнал и так далее. Таким образом, те или иные групповые сигналы представляют иерархические наборы исходных сигналов или иначе *ступени иерархии*, из которых и выбирается та, которая соответствует системе передачи с необходимым количеством исходных каналов. Величины  $m$  и  $n$  в данном случае являются коэффициентами мультиплексирования.

## Глава 1. Введение в цифровой способ передачи сигналов

В начале 1980-х годов были разработаны три плезиохронные\* цифровые иерархии (ПЦИ), в которых за исходный сигнал был принят сигнал, передаваемый со скоростью 64 кбит/с, что соответствует сигналу, передаваемому по каналу тональной частоты (ТЧ), но в цифровой форме. Канал, предназначенный для передачи этого сигнала (DS0 – цифровой сигнал нулевого уровня) называется основным цифровым каналом (ОЦК). Схема плезиохронных иерархий показана на рис. 1.3.

Первая цифровая иерархия, принятая в США и Канаде, имеет четыре ступени с коэффициентами мультиплексирования: 24, 4, 7 и 6, что соответствует 24, 96, 672 и 4032 ОЦК для первой, второй, третьей и четвертой ступени соответственно. С учетом добавления

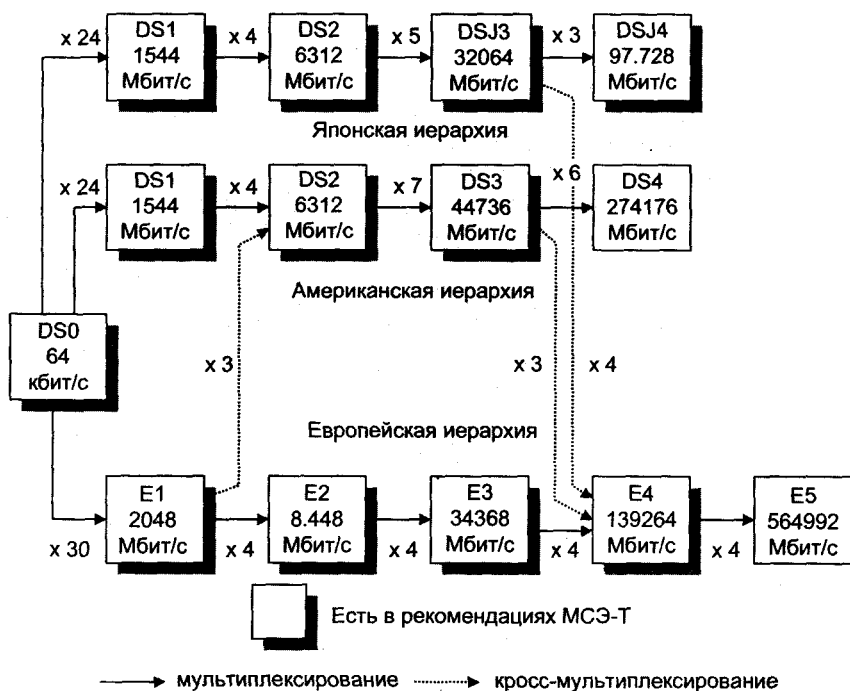


Рис.1.3. Схема плезиохронных цифровых иерархий

\* Плезиохронные иерархии – «как бы синхронные» – иерархии цифровых телекоммуникационных систем, задающие генераторы которых работают на близких, но не совпадающих частотах.



## **Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов**

в групповой сигнал на каждой ступени мультиплексирования сервисной информации, сигналы DS1, DS2, DS3 и DS4 имеют скорости передачи 1544, 6312, 44736 и 274176 кбит/с. (Обычно приводятся округленные величины 1,5, 6, 45 и 274 Мбит/с).

Вторая цифровая иерархия, принятая в Японии, также имеет четыре ступени, но с коэффициентами мультиплексирования 24, 4, 5, 3, что соответствует 24, 96, 480 и 1440 каналам ОЦК. Скорости передачи на 1 – 4 ступенях иерархии равны 1544, 6312, 32064, 97728 кбит/с (1,5, 6, 32, 98 Мбит/с).

Третья цифровая иерархия, принятая в Европе и Южной Америке, имеет пять иерархических ступеней с коэффициентом мультиплексирования на первой ступени, равным 30, и с коэффициентами на остальных ступенях, равными четырем. В этой иерархии количество ОЦК на 1 – 5 ступенях равно 30, 120, 480, 1920, 7680, а скорости передачи равны соответственно 2048, 8448, 34368, 139264, 564992 кбит/с (2, 8, 34, 140, 565 Мбит/с).

На рис. 1.3 показаны также рекомендованные пути соединения систем различных плезиохронных иерархий (пути кросс-мультиплексирования) с соответствующими коэффициентами мультиплексирования. На рисунке даны названия сигналов ступеней иерархий, скорости передачи и отмечены ступени, не вошедшие в рекомендации МСЭ-Т.

Системы ПЦИ сыграли в деле цифровизации телекоммуникационных сетей роль, которую невозможно переоценить. С их применением стала возможной электронная коммутация и переход к цифровым сетям интегрального обслуживания. Однако, такие недостатки ПЦИ, как громоздкость процедур ввода/вывода компонентных потоков из потоков высших ступеней, сложность соединений сетей различных ПЦИ и невозможность организации современного менеджмента на сетях, предопределили разработку новой цифровой иерархии. В концепции этой иерархии, получившей название синхронной цифровой иерархии (СЦИ), сделана попытка наиболее полно предусмотреть вероятные перспективы дальнейшего развития телекоммуникационных сетей. В настоящее время можно сказать, что предполагаемые результаты данной разработки в основном оправдываются.

Главными целями разработки СЦИ являлись:

- упрощение процедуры доступа к компонентным потокам;
- обеспечение возможности развитой маршрутизации потоков;
- осуществление в пределах иерархии эффективного управления сетями любой сложности;

## Глава 1. Введение в цифровой способ передачи сигналов

систематизация иерархического ряда скоростей передачи и продолжение его за пределы рядов ПЦИ;

разработка стандартных интерфейсов для облегчения стыковки оборудования.

Скорость передачи для первой ступени иерархии была выбрана равной 155,52 Мбит/с. Она должна была превышать максимальную стандартизованную скорость ПЦИ 139.264 Мбит/с и обеспечивать передачу дополнительной сервисной информации. Кроме того, она должна была быть приблизительно кратной скорости первичного потока OC1 (50688 кбит/с), стандартизованного в США. Скорость каждой последующей иерархической ступени равна учетверенной скорости предыдущей. В настоящее время наибольшее распространение получила аппаратура первых четырех ступеней иерархии, однако существует оборудование, позволяющее получить скорости пятой ступени СЦИ. Ступени иерархии обозначаются как STM-n (синхронные транспортные модули), где n – число объединенных первичных потоков. В табл. 1.1 указаны ступени СЦИ и соответствующие им скорости передачи.

Таблица 1.1

Уровень	STM-N	Скорость, кбит/с	Количество объединяемых потоков		
			E1	E3	E4
1	STM-1	155 520	63	3	1
2	STM-4	622 080	252	12	4
3	STM-16	2 448 320	1 008	48	16
4	STM-64	9 953 280	4 032	192	64
5	STM-256	39 813 120	16 128	768	256

Более подробно вопросы преобразования сигналов в цифровом телекоммуникационном оборудовании рассмотрены далее в соответствующих разделах.

## Глава 2

# СИГНАЛЫ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ И МЕТОДЫ ИХ ОПИСАНИЯ

### 2.1. Уровни передачи

Электросвязь предназначена для передачи сообщений посредством электрических сигналов. В общем случае сообщением является совокупность сведений о состоянии какого-либо материального объекта, поэтому в пункте передачи с помощью оконечного (абонентского) аппарата должен быть сформирован электрический сигнал, называемый первичным и соответствующий данному сообщению. В пункте приема абонентский аппарат осуществляет обратный процесс – в соответствии с принятым первичным сигналом формирует сообщение. Так, при передаче сигналов звукового вещания сообщением является изменение звукового давления, оконечным аппаратом передачи – микрофон, а приема – громкоговоритель.

Электрические сигналы количественно можно характеризовать мощностью, напряжением и (или) током. Однако в технике электросвязи принято пользоваться логарифмическими величинами (*уровнями передачи*), что позволяет существенно упростить многие расчеты, связанные с передачей сигналов. Уровни передачи, вычисленные посредством десятичных логарифмов, называются *децибелами* (дБ), а посредством натуральных – *нелерами* (Нл). В настоящее время принято пользоваться децибелами.

Уровни передачи по мощности, напряжению и току определяются соответственно по формулам

$$p_m = 10 \lg(P_x / P_0), \quad p_n = 20 \lg(U_x / U_0), \quad p_t = 20 \lg(I_x / I_0),$$

где  $P_x$ ,  $U_x$ ,  $I_x$  – величины мощности, напряжения и тока в рассматриваемой точке  $x$ ;  $P_0$ ,  $U_0$ ,  $I_0$  – величины, принятые за исходные. Если известны значения сопротивлений  $Z_x$  и  $Z_0$ , на которых выделяются мощности  $P_x$  и  $P_0$ , то на основании известного соотношения  $P = U^2 / |Z| = I^2 |Z|$  между уровнями передачи по мощности, напряжению и току могут быть найдены зависимости:

$$p_m = 10 \lg \frac{U_x^2}{|Z_x|} \cdot \frac{|Z_0|}{U_0^2} = p_n + 10 \lg \frac{|Z_0|}{|Z_x|},$$

$$p_m = 10 \lg \frac{I_x^2}{I_0^2} \cdot \frac{|Z_x|}{|Z_0|} = p_r - 10 \lg \frac{|Z_0|}{|Z_x|},$$

$$p_n = p_r - 20 \lg \frac{|Z_0|}{|Z_x|}.$$

Очевидно, что при  $|Z_x| = |Z_0|$  уровни по мощности, напряжению и току равны между собой, т.е.  $p_m = p_n = p_r$ .

Если за исходные величины мощности, напряжения и тока приняты соответственно  $P_0 = 1 \text{ мВт}$  (мВ·А),  $U_0 = 0,7746 \text{ В}$  и  $I_0 = 1,291 \text{ мА}$ , то вычисленные уровни называют *абсолютными* и обозначают дБм, дБн и дБт. Заметим, что указанные значения  $U_0$  и  $I_0$  получены в предположении, что  $P_0 = 1 \text{ мВ} \cdot \text{А}$  выделяется на сопротивлении  $|Z_0| = 600 \text{ Ом}$ .

При проверке и настройке трактов, предназначенных для передачи аналоговых сигналов, используют понятие *измерительных уровней*. Измерительными уровнями называют абсолютные уровни, которые устанавливаются в исправном и отрегулированном тракте при подаче на его вход синусоидального сигнала с абсолютным уровнем и частотой, рекомендованными для измерения этого тракта. Значения измерительных уровней обычно указываются в техническом паспорте тракта.

Иногда в качестве исходных величин принимают значения  $P_n$ ,  $U_n$ ,  $I_n$ , установленные в начале тракта или в точке, принятой условно за начало. Тогда вычисленные уровни

$$p_{m0} = 10 \lg(P_x / P_n), \quad p_{n0} = 20 \lg(U_x / U_n), \quad p_{t0} = 20 \lg(I_x / I_n)$$

называют *относительными* и обозначают дБом, дБон и дБот соответственно. Эти уровни широко используют при измерениях передаточных характеристик трактов, поскольку их значения оказываются численно равными усилению по мощности, напряжению или току участка тракта от начала до данной точки. Очевидно, что отрицательные значения уровней при этом будут соответствовать не усилению, а затуханию данного участка.

При нормировании величин сигналов и помех в каналах и трактах используется понятие точки нулевого относительного уровня по мощности (ТНОУ). Абсолютный уровень  $p_{m0}$ , определенный в ТНОУ, обозначается как дБм0. Для перехода от уровня сигнала  $p_m$

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

---

к уровню по мощности  $\rho_m$  в данной точке тракта пользуются соотношением  $\rho_m = \rho_{m0} + \rho_{m \text{ изм}}$ , где  $\rho_{m \text{ изм}}$  – измерительный уровень по мощности в данной точке тракта.

### 2.2. Параметры и характеристики сигналов

Сигналы связи во времени меняют свои мгновенные значения, причем эти изменения могут быть предсказаны лишь с некоторой (меньше единицы) вероятностью. Таким образом, сигналы связи являются случайными процессами и их описание, естественно, должно осуществляться посредством методов, аналогичных методам описания случайных процессов.

В общем случае сигналы связи соответствуют неэргодическому и нестационарному случайному процессу, что весьма усложняет методы их описания. Поэтому принято моделировать реальные сигналы эргодическим и стационарным (в широком смысле) случайным процессом, полученным в результате двойного усреднения – вначале по множеству реализаций определяются числовые характеристики для достаточно большого числа моментов времени, а затем эти характеристики усредняются по времени. Полученная таким образом модель отображает некоторый «среднестатистический» сигнал, параметры которого и используются при практических расчетах. При этом, очевидно, в расчетах неизбежно возникают ошибки, которые преодолеваются некоторым завышением требований к рассчитываемым устройствам. Степень завышения определяется обычно с помощью машинных и натуральных экспериментов.

Следует отметить, что постоянно проводятся работы по накоплению статистических материалов с целью совершенствования моделей сигналов. Параметры моделей приводятся в рекомендациях Международного союза электросвязи (МСЭ-Т).

Рассмотрим основные параметры сигналов как числовые характеристики моделированного случайного процесса  $u(t)$ . При этом усреднение будем производить на интервале от  $-T/2$  до  $+T/2$ , принимая усредненное значение как предел при  $T$ , стремящемся к бесконечности. Заметим, что это справедливо лишь для модели сигналов, поскольку реализации сигналов конечны, т.е. заданы на некотором интервале времени от  $t_1$  до  $t_2$ .

Измерения также выполняются на конечных временных интервалах, что приводит к возникновению погрешности, которая оказывается тем больше, чем меньше интервал измерений. С учетом сказанного средние параметры сигналов нормируются по-разному на интервалах 1 с, 1 мин, 1 ч.

## Глава 2. Сигналы электросвязи и методы их описания

Электрический параметр – *постоянная составляющая* – это среднее значение случайного процесса:

$$U_{\pm} = \overline{u(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) dt.$$

Постоянная составляющая во времени неизменна, но ее величина случайна. Для многих сигналов связи постоянная составляющая равна нулю.

Электрический параметр – *переменная составляющая* – это центрированный случайный процесс:

$$u_{\pm}(t) = u(t) - U_{\pm}.$$

*Средняя мощность* – это мощность переменной составляющей (постоянная составляющая при этом не учитывается, так как не несет информации):

$$P_{\text{ср}} = \overline{u_{\pm}^2(t)} / 1 \text{ Ом} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_{\pm}^2(t) dt.$$

Средняя мощность совпадает с дисперсией случайного процесса – мерой его разброса около среднего значения. Положительное значение

$$u_{\text{эф}} = \sqrt{P_{\text{ср}} \cdot 1 \text{ Ом}}$$

называют эффективным или действующим напряжением сигнала.

Максимальная мощность  $P_{\text{макс}}$  – это мощность синусоидального сигнала с амплитудой  $U_M$ , которая превышает мгновенными значениями переменной составляющей сигнала  $u_{\pm}(t)$  с определенной, достаточно малой вероятностью  $\epsilon$ . Для различных видов сигналов  $\epsilon$  принимают равной  $10^{-2}$ ,  $10^{-3}$ , а иногда и  $10^{-5}$ .

Минимальная мощность  $P_{\text{мин}}$  чаще всего принимается равной допустимой среднеквадратической ошибке при приеме сигналов данного вида, которая устанавливается экспериментально. В свою очередь, среднеквадратическая ошибка обычно равна средней мощности допустимой флуктуационной помехи:  $P_{\text{мин}} = P_{\text{пср}}$ .

Иногда минимальная мощность сигнала принимается равной мощности синусоидального сигнала с амплитудой  $U_{M \text{ мин}}$ , которая превышает мгновенными значениями переменной составляющей  $u_{\pm}(t)$  с определенной, достаточно большой вероятностью  $(1 - \epsilon)$ .

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

Обычно принимают  $(1 - \epsilon) = 0,98$ .

Возможно использование логарифмических отношений вышеназванных величин:  $10\lg(P_{\text{макс}}/P_{\text{ср}}) = Q_c$  – пикфактор сигнала;  $10\lg(P_{\text{макс}}/P_{\text{мин}}) = D_c$  – динамический диапазон сигнала;  $10\lg(P_{\text{ср}}/P_{\text{п.ср}}) = A_{\text{пзс}}$  – помехозащищенность сигнала. Две последние величины используются и для характеристик трактов передачи сигналов. При этом динамический диапазон тракта равен  $D_T = 10\lg(P_{\text{нм}}/P_{\text{п.ср}})$ , где  $P_{\text{нм}}$  – неискаженная мощность на выходе тракта, помехозащищенность тракта –  $A_{\text{зт}} = 10\lg(P_{\text{изм}}/P_{\text{п.ср}})$ , где  $P_{\text{изм}}$  – мощность измерительного сигнала на выходе. Тогда при передаче сигналов должны выполняться следующие неравенства:  $D_T > D_c$ ;  $A_{\text{зт}} > A_{\text{пзс}}$ ;  $P_{\text{ср}} < P_{\text{изм}}$ .

Для оценки скорости изменения сигнала используют функцию автокорреляции

$$R(\tau) = \overline{u_{\Sigma}(t) \cdot u_{\Sigma}(t + \tau)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_{\Sigma}(t) u_{\Sigma}(t + \tau) dt.$$

Очевидно, что при  $\tau = 0$   $R(0) = P_{\text{ср}}$ . Величина  $r(\tau) = R(\tau)/R(0)$  называется коэффициентом автокорреляции. Собственно мерой скорости изменения сигнала является интервал корреляции  $\tau_0$  – время, через которое практически утрачивается статистическая зависимость между  $u_{\Sigma}(t)$  и  $u_{\Sigma}(t + \tau)$ . В частности, интервалом корреляции считается основание прямоугольника, площадь которого равна площади, заключенной под функцией автокорреляции, а высота –  $R(0)$ :

$$\tau_0 = \int_0^{\infty} \frac{|R(\tau)|}{R(0)} d\tau.$$

Посредством косинус-преобразования Фурье можно получить спектральную плотность процесса  $G(f)$  по функции автокорреляции:

$$G(f) = 2 \int_0^{\infty} R(\tau) \cos 2\pi f \tau dt$$

или обратно:

$$R(\tau) = 2 \int_0^{\infty} G(f) \cos 2\pi f \tau df,$$

где  $G(f)$  – спектральная плотность, или мощность процесса, определенная в бесконечно малой полосе  $df$  вблизи частоты  $f$ . В конечной полосе частот средняя мощность равна

$$P_{f_1, f_2} = \int_{f_1}^{f_2} G(f) df.$$

Эффективная ширина энергетического спектра сигнала равна основанию прямоугольника, площадь которого равна площади, заключенной под кривой  $G(f)$ , а высота – максимальной спектральной плотности  $G_{\text{макс}}(f)$ , т.е.

$$F_3 = \frac{\int_0^{\infty} G(f) df}{G_{\text{макс}}(f)}.$$

Очевидно, что  $F_3 = 1/2 \tau_0$ .

Эффективную ширину энергетического спектра сигнала не следует смешивать с *эффективно передаваемой полосой частот сигнала*, которая устанавливается экспериментально исходя из необходимо высокого качества передачи.

Потенциальный информационный объем цифрового сигнала  $V_{\text{цс макс}}$  может быть найден по формуле Шеннона для определения объема сигнала

$$V_{\text{цс}} = -F_T \sum_{i=1}^l p_i \log_2 p_i,$$

где  $F_T$  – тактовая частота, т. е. число передаваемых отсчетов сигнала в секунду,  $l$  – число разрешенных значений отсчетов (разрешенных уровней);  $p_i$  – вероятность появления отсчета с уровнем  $i$ , если положить, что все уровни отсчетов равновероятны, т. е.  $p_i = p_j = 1/l$ . Тогда  $V_{\text{цс макс}} = F_T \log_2 l$ .

Аналоговый сигнал согласно теореме Котельникова может быть представлен последовательностью дискретных отсчетов, следующих с частотой  $F_d = 2F_B$ , причем  $F_B$  – верхняя частота эффективно



## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

передаваемого спектра сигнала. Число уровней сигнала, которые можно различить на приеме, может быть найдено как

$$I = \sqrt{1 + P_{\text{ср}} / P_{\text{п ср}}} = \sqrt{1 + 10^{0,1A_{\text{тзс}}}}.$$

Тогда

$$V_{\text{пс макс}} = F_{\text{в}} \log_2(1 + 10^{0,1A_{\text{тзс}}}).$$

### 2.3. Первичные сигналы электросвязи

В настоящее время системы электросвязи предназначены для передачи следующих первичных сигналов: телефонирования, звукового вещания, телеграфирования и передачи данных, факсимильных, телевизионного вещания. Рассмотрим основные параметры и характеристики этих сигналов.

Предварительно заметим, что сигналы телефонирования (ТФ) могут состоять из комбинации передаваемых в разные отрезки времени речевых сигналов и сигналов управления и взаимодействия (СУВ) систем коммутации. Последние можно рассматривать как разновидность сигналов передачи данных, поэтому при описании сигналов ТФ ограничимся параметрами и характеристиками речевых сигналов. Сигналы телевизионного вещания (ТВ) состоят из сигналов передачи подвижных изображений и звукового сопровождения. Последние передаются по отдельным каналам и ничем не отличаются от сигналов звукового вещания (ЗВ), которые будут рассмотрены самостоятельно. Поэтому можно считать, что сигналы ТВ являются сигналами передачи подвижных изображений.

#### 2.3.1. Сигналы телефонирования

*Сигналы телефонирования* представляют собой последовательности речевых импульсов, отделенных друг от друга паузами. Речевые импульсы соответствуют звукам речи, произносимым слитно, и весьма разнообразны по форме и амплитуде. Длительности отдельных импульсов также отличаются друг от друга, но обычно они близки к 100...150 мс. Паузы между импульсами изменяются в значительно большем диапазоне: от нескольких миллисекунд (междуслоговые паузы) до нескольких минут или даже десятков минут (паузы при выслушивании ответа собеседника).

Частотный спектр речевого сигнала очень широк, однако экспериментально было установлено, что для передачи с достаточно

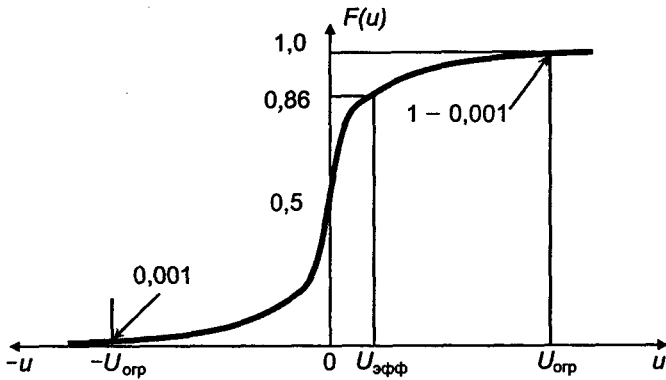


Рис. 2.1. Вероятность появления мгновенных значений речевого сигнала

высоким качеством (с удовлетворительной натуральностью и разборчивостью слогов – 90 % и фраз – 99 %) можно ограничиться полосой частот 0,3...3,4 кГц.

Установлено, что распределение мгновенных значений речевых сигналов достаточно хорошо подчиняется экспоненциальному закону (рис. 2.1)

$$F(u) = \begin{cases} (e^{\alpha u})/2; & u > 0, \\ 1 - (e^{-\alpha u}); & u < 0, \end{cases}$$

где  $F(u)$  – вероятность появления мгновенных значений сигнала.

Назовем  $u_{\text{эфф}}$  эффективным (среднеквадратическим) напряжением сигнала  $u(t)$ .

$$u_{\text{эфф}} = \sqrt{P_{\text{эфф}} \cdot 1 \text{ Ом}} = \sqrt{\frac{1}{T_{\text{н}}} \int_0^{T_{\text{н}}} u^2(t) dt},$$

где  $P_{\text{эфф}}$  – мощность сигнала, усредненная за время наблюдения  $T_{\text{н}}$ .

Для телефонного сигнала можно принять  $\alpha \approx \sqrt[3]{2} / u_{\text{эфф}}$ , тогда для значения напряжения ограничения  $U_{\text{огр}}$ , вероятность  $F$  превышения которого  $\epsilon \leq 10^{-3}$ , можно записать

$$\frac{1}{2} e^{\alpha U_{\text{огр}}} = \epsilon,$$

откуда  $U_{\text{огр}} \approx 5u_{\text{эфф}}$ .

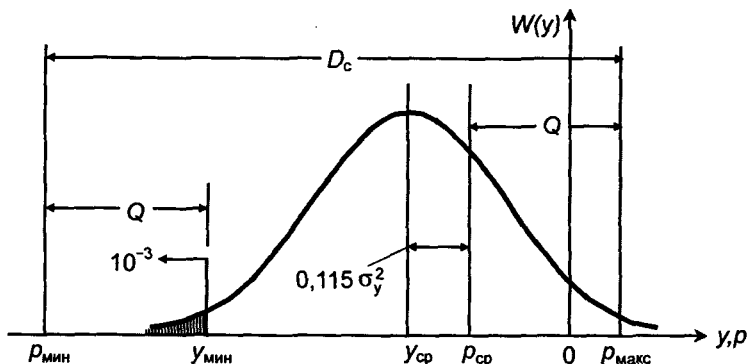


Рис. 2.2. Плотность вероятности динамических уровней телефонного сигнала и его динамический диапазон

Величина пикфактора сигнала при этом равна

$$Q_{\text{ТФ}} = 10 \lg(P_{\text{ТФ макс}}/P_{\text{ТФ}}) = 20 \lg(U_{\text{огр}}/u_{\text{ТФ}}) \approx 14 \text{ дБ.}$$

Отношение  $u_{\text{ТФ}} = 10 \lg(P_{\text{ТФ}}/P_{\text{изм}})$ , дБм0 называется *динамическим уровнем (волюмом)* ТФ сигнала. В этом выражении  $P_{\text{изм}}$  — мощность измерительного сигнала в точке тракта, где проводится исследование. Согласно рекомендациям МСЭ-Т волюмы измеряются специальным прибором (волюмметром), обеспечивающим квадратичный закон суммирования колебаний различных частот, имеющим логарифмическую шкалу (в децибелах) и постоянную времени (время интегрирования)  $T_{\text{н}} = 200$  мс. Статистическими исследованиями установлено, что распределение волюмов подчиняется гауссовому закону со средним значением  $u_{\text{ТФ ср}} = -12,7$  дБм0 и среднеквадратическим отклонением  $\sigma_y = 4,3$  дБ (рис. 2.2).

$$W(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} e^{-\frac{(y_{\text{ТФ}} - u_{\text{ТФ ср}})^2}{2\sigma_y^2}},$$

где  $W(y)$  — плотность распределения волюмов,  $u_{\text{ТФ ср}}$  — среднее значение волюма, а  $\sigma_y$  — его среднеквадратическое отклонение.

Уровень  $p_{\text{ТФ ср}}$ , соответствующий средней мощности в ТНОУ может быть найден в результате перехода от среднего логарифма к логарифму среднего по формуле

$$P_{\text{тф ср}} = U_{\text{тф ср}} + \frac{\ln 10}{20} \sigma_y^2 = -12,7 + 0,115 \cdot 4,3^2 = -10,57 \text{ дБм0}, \quad (2.1)$$

тогда  $P_{\text{тф ср}} = 1 \cdot 10^{0,1(-10,57)} = 88 \text{ мкВт0}$  – средняя мощность ТФ сигнала в ТНОУ без учета пауз.

Влияние пауз учитывается посредством коэффициента активности  $K_a$  источника сигнала. Он равен отношению времени, в течение которого уровень сигнала на его выходе превышает установленное пороговое значение (обычно  $-40 \text{ дБм0}$ ), к общему времени разговора. Для ТФ сигналов  $K_a = 0,25$ . Тогда средняя мощность ТФ сигнала с учетом пауз  $P_{\text{тф ср л}} \approx K_a P_{\text{тф ср}} + 10 = 32 \text{ мкВт0}$  ( $-15 \text{ дБм0}$ ), где второе слагаемое правой части, равное  $10 \text{ мкВт0}$ , вводится согласно рекомендациям МСЭ-Т, как поправка на повышенную мощность сигналов, сопровождающих ТФ разговор (служебные переговоры персонала и СУВ, передаваемые по тому же каналу). С учетом выражения (2.1) несложно определить и максимальный уровень  $P_{\text{тф макс}}$ , соответствующий максимальной мощности  $P_{\text{тф макс}}$  и напряжению ограничения  $U_{\text{огр}}$

$$P_{\text{тф макс}} = P_{\text{тф ср}} + Q_{\text{тф}} = -10,57 + 14 = 3,43 \text{ дБм0}. \quad (2.2)$$

Для сигналов, передаваемых по каналам ЦТС принимают обычно  $P_{\text{тф макс}}$  равным  $+3 \text{ дБм0}$ , а для сигналов, передаваемых посредством аналоговых систем передачи –  $+3,5 \text{ дБм0}$ . В последнем случае максимальная мощность  $P_{\text{тф макс}}$  очевидно будет равна  $2220 \text{ мкВт0}$ .

Минимальным считается волюм, меньше которого волюмы появляются с вероятностью  $\epsilon \leq 10^{-3}$ . Воспользовавшись таблицами интеграла вероятности, определим минимальную величину волюма, которая оказывается равной

$$U_{\text{тф мин}} = U_{\text{тф ср}} - 3,09\sigma_y.$$

Очевидно, что уровень  $P_{\text{тф мин}}$ , соответствующий минимальному сигналу, будет на величину пикфактора ниже  $U_{\text{тф мин}}$ . Таким образом, динамический диапазон сигнала  $D_{\text{с тф}}$ , с учетом формул (2.1) и (2.2), составит величину (рис. 2.3)

$$D_{\text{с тф}} = P_{\text{тф макс}} - P_{\text{тф мин}} = 2Q_{\text{тф}} + 3,09\sigma_y + 0,115\sigma_y^2 \cong 40 \text{ дБ}. \quad (2.3)$$

При определении величины флуктуационной помехи, действующей на входе оконечного аппарата, ее приводят к эффективно возмущающей на органы слуха *взвешенной помехе*. Суть «взвешивания» заключается в том, что на входе измерительного прибора

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

устанавливается амплитудный корректор, частотная характеристика передачи которого повторяет среднестатистическую характеристику чувствительности системы «телефонный аппарат – слуховой аппарат человека». Очевидно, что взвешенное значение помехи будет меньше невзвешенного из-за меньшей чувствительности указанной системы на краях частотного диапазона, а значит, и большего затухания корректора на этих же частотах. Снижение действующего напряжения равномерно распределенной по спектру помехи определяется психометрическим коэффициентом  $K_{\text{пс}}$ , равным 0,75 для полосы частот 0,3...3,4 кГц. Средняя мощность этой же помехи будет снижена в  $1/0,75^2 = 1,77$  раза, а уровень – на  $-20\lg 0,75 = 2,48$  дБ. В размерности взвешенных (психометрических) величин вводится буква «п», например дБмОп, пВтОп и т. д.

Экспериментально установлено, что качество приема ТФ сигнала еще приемлемо при средней мощности помехи 178000 пВтО или 100000 пВтОп. Следовательно, допустимая помехозащищенность телефонного сигнала составляет

$$A_{\text{пз тф}} = 10\lg(88 \cdot 10^{-6} / 178000 \cdot 10^{-12}) \approx 27 \text{ дБ.}$$

Динамический диапазон ТФ сигнала, подсчитанный как отношение максимальной мощности к средней мощности допустимой флукуационной помехи, оказывается равным

$$D_{\text{с тф}} = 10\lg(2220 \cdot 10^{-6} / 178000 \cdot 10^{-12}) \approx 41 \text{ дБ,}$$

что практически совпадает со значением, найденным по формуле (2.3).

При оценке потенциального информационного объема необходимо учитывать коэффициент активности источника сигнала. Тогда

$$\begin{aligned} V_{\text{тф макс}} &= K_a F_B \log_2(1 + 10^{0,1 A_{\text{пз тф}}}) = \\ &= 0,25 \cdot 3,4 \cdot 3,32 \cdot \lg(1 + 10^{0,1 \cdot 27}) = 7,6 \text{ кбит/с.} \end{aligned}$$

Здесь множитель  $3,32 = 1/\lg 2$  – модуль перехода от двоичного логарифма к десятичному,  $F_B$  – верхняя, эффективно передаваемая частота канала ТЧ, кГц.

### 2.3.2. Сигналы звукового вещания

Сигналы звукового вещания (ЗВ) по своему характеру близки к речевым телефонным сигналам, поэтому их отличия от последних

носят, в основном, количественный характер. Частотный спектр сигналов ЗВ ограничивают без заметного снижения качества передачи полосой частот 0,03...15 кГц для каналов высшего класса и полосой частот 0,05...10 кГц для каналов первого класса. Сигналы ЗВ по сравнению с телефонными имеют значительно меньше пауз, а энергия отдельных импульсов, особенно музыкальных, существенно превышает энергию речевых импульсов сигналов ТФ. Поэтому средняя мощность сигналов ЗВ намного больше средней мощности ТФ сигналов. Нормируются среднесекундная, среднeminутная и среднечасовая мощности  $P_{зв\ ср}$ , равные соответственно 4500, 2230 и 923 мкВт0. Максимальная мощность определяется при вероятности превышения  $\epsilon = 0,02$  и составляет 8000 мкВт0. Минимальная мощность рассчитывается при вероятности превышения  $(1 - \epsilon) = 0,98$ . Ее значения различны для тех или иных видов сигналов и дают следующие значения динамического диапазона  $D_{зв}$  сигналов ЗВ, дБ:

Речь диктора .....	До 35
Художественное чтение .....	До 50
Музыкальные и хоровые ансамбли .....	До 55
Симфонический оркестр .....	До 65

Взвешенная флуктуационная помеха на входе оконечного аппарата ЗВ не должна превышать 16000 пВт0п. Поскольку спектр помехи в каналах ЗВ шире, психофотметрический коэффициент для них оказывается меньше. Так, для канала первого класса он равен 0,5, т.е. мощность невзвешенной помехи может достигать  $16000/0,5^2 = 64000$  пВт0, следовательно, помехозащищенность сигналов ЗВ должна быть не хуже

$$A_{пз\ зв} = 10 \lg(923 \cdot 10^{-6} / 64000 \cdot 10^{-12}) \approx 42 \text{ дБ.}$$

Таким образом, потенциальная информационная емкость сигнала ЗВ первого класса может достигать

$$V_{зв\ макс} = 10,0 \cdot 3,32 \lg(1 + 10^{0,1 \cdot 42}) \approx 140 \text{ кбит/с.}$$

### 2.3.3. Факсимильные сигналы

*Факсимильные сигналы* (сигналы передачи неподвижных изображений) получаются в результате преобразования светового потока, отражаемого элементами изображения, в электрические сигналы. Падающий световой поток перемещается по изображению в

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

определенной последовательности (например, по принципу строчной развертки). В такой же последовательности в приемном устройстве перемещается элемент, воздействующий в соответствии с принимаемыми сигналами на носитель записи и окрашивающий соответственно его участки. Так, на передаче световое пятно можно перемещать по передаваемому рисунку, а отраженный поток воспринимать фотоэлементом, на выходе которого будет получаться электрический сигнал. На приеме этот сигнал возбуждает светодиод. Перемещая сфокусированный световой поток синфазно с потоком на передаче по фоточувствительной бумаге, получаем фотокопию передаваемого изображения.

При передаче штриховых изображений (состоящих из черных и белых элементов, например газетной полосы) факсимильный сигнал (ФС) состоит из униполярных импульсов различной длительности, но одинаковой амплитуды. Предполагается, что полоса частот такого сигнала находится в пределах  $0 \dots F_p$ , причем  $F_p$  – частота рисунка – связана с длительностью самого короткого импульса  $\tau_{и}$  соотношением  $F_p = 1/2 \tau_{и}$ . В свою очередь,  $\tau_{и}$  определяется диаметром светового пятна  $d_c$  и скоростью развертки  $V_p$  (скорость перемещения светового пятна по рисунку):  $\tau_{и} = d_c / V_p$ . При передаче документов выбирают  $d_c = 0,15$  мм и  $V_p < 440$  мм/с, тогда  $\tau_{и} = 0,34$  мс, а  $F_p = 1500$  Гц. При передаче газетных полос  $d_c < 0,06$  мм, а  $V_p < 30$  м/с. Частота при этом достигает 250 кГц.

Помехозащищенность сигналов ФС  $A_{пз\text{ фс}}$  (отношение амплитуды сигнала к действующему напряжению флуктуационной помехи) принимается равной 35 дБ. При передаче штриховых изображений потенциальная информационная емкость сигналов ФС

$$V_{\text{фсш макс}} = 2F_p \log_2 2 = 2F_p \text{ бит/с.}$$

При передаче полутоновых изображений в копиях должны различаться 16 градаций яркости, при этом динамический диапазон сигнала

$$D_{\text{фсп}} = 20 \lg[(16 + 1)/1] = 24,6 \text{ дБ.}$$

Оценим пикфактор  $Q_{\text{фсп}}$ , если число градаций яркости  $l = 16$ . Будем считать, что все напряжения сигнала  $u_i$ , соответствующие  $i$ -м градациям яркости, имеют одинаковую вероятность появления  $p = 1/l$ . Соответствующее  $i$ -й градации напряжение  $u_i = iU_M/l$ , где  $U_M$  – амплитудное значение сигнала. В свою очередь значение среднеквадратического напряжения сигнала равно

$$u_{\text{ср}}^2 = \sum_{i=1}^l u_i^2 p_i = \sum_{i=1}^l \frac{i^2 U_M^2}{i^2} \cdot \frac{1}{l} = \frac{U_M^2}{l^3} \sum_{i=1}^l i^2.$$

Известно, что

$$\sum_{i=1}^l i^2 = l(1+l)(1+2l)/6.$$

Тогда

$$u_{\text{ср}}^2 = (U_M^2 / l^2)(1+l)(1+2l)/6.$$

Поскольку можно считать, что

$$Q = 10 \lg(U_M^2 / u_{\text{ср}}^2),$$

то  $Q_{\text{фсп}} = 10 \lg[(6l^2 / (1+l)(1+2l))]$ . При  $l = 16$   $Q_{\text{фсп}} = 4,4$  дБ.

Заметим, что увеличение числа градаций яркости мало влияет на рост пикфактора. Несложно показать, что при  $l \rightarrow \infty$ , пикфактор  $Q_{\text{фсп}}$  стремится к  $10 \lg 3 = 4,8$  дБ.

Необходимая помехозащищенность полутоновых сигналов, как и штриховых,  $A_{\text{эфс}} = 35$  дБ. При этом потенциальная информационная емкость полутоновых сигналов  $V_{\text{фсп макс}} = 2F_p \log_2 l = 2F_p \log_2 6 = 8F_p$  бит/с, т.е. в 4 раза больше, чем штриховых.

Какое бы изображение ни обрабатывалось, сигнал на выходе фотоэлектрического преобразователя является аналоговым, т.е. непрерывным по уровню и времени видеосигналом. В аналоговых аппаратах факсимильной связи (аппараты группы 1 и 2) этот сигнал после усиления переносится в область высоких частот и непосредственно передается в линию связи.

В цифровых факсимильных системах аналоговый сигнал подвергается квантованию, дискретизации по времени и кодированию. После этих преобразований цифровой сигнал по своей структуре ничем не отличается от аналогичных сигналов систем передачи данных. Современные факсимильные аппараты – как правило, цифровые.

Цифровые факсимильные аппараты (аппараты группы 3) имеют обычно плоскостную развертку и электронное анализирующее устройство на приборах с зарядовой связью (ПЗС). Обычно используется однострочная линейка ПЗС на 2048 элементов. Запись изображения производится многоэлектродными головками на электростатическую или электротермическую бумагу.



## **Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов**

Можно показать, что факсимильное сообщение обладает большой избыточностью. Для сокращения этой избыточности применяется кодирование источника с использованием различных кодов. Одним из часто используемых кодов является модифицированный код Хаффмена (МКХ), описанный в рекомендации Т.4 МСЭ-Т. МКХ является неравномерным кодом, обеспечивающим сжатие дискретных факсимильных сигналов путем кодирования черных и белых элементов изображения. Каждая серия элементов изображения, состоящая из более чем 64 элементов, разбивается на две серии – основную длиной  $N \times 64$  (где  $N$  – целое число) и завершающую длиной 0...63. Длины серий одинаковых элементов (0...63) кодируются кодовой комбинацией так называемых окончательных кодовых слов (ОКС). Длины серий, содержащих более 64 элементов, кодируются комбинацией начального кодового слова (НКС), которая соответствует требуемой длине серии, и комбинацией ОКС, которая определяет разницу между истинной длиной серии и длиной серии, закодированной НКС. За каждой кодируемой строкой должна следовать специальная кодовая комбинация конца строки (КС) 000 ... 01 (12 бит), которая не встречается в кодах длин серий.

Устранение избыточности при помощи кода МКХ обеспечивает реализацию коэффициента сжатия по битам более 4,7, что при прочих равных условиях позволяет соответственно увеличить скорость передачи.

### **2.3.4. Телевизионные сигналы**

Первичные сигналы телевизионного вещания (ТВ) состоят из суммы сигналов яркости (изображения), аналогичных полутоновым сигналам ФС, сигналов цветности и так называемой «синхросмеси» – комбинации импульсов синхронизации строк и полукадров и импульсов гашения обратного хода луча. Частота рисунка  $F_p$  сигналов яркости может быть подсчитана исходя из того, что число элементов изображения в кадре равно  $(4/3)/m$ , где  $m = 625$  – число строк в кадре принятой системы ЦТ СЕКАМ, а  $4/3$  – отношение размеров кадра по горизонтали и вертикали. Учитывая, что в секунду передается 25 кадров (50 полукадров, состоящих поочередно из четных и нечетных строк изображения), имеем  $F_p = (4/3)m^2 \cdot 25/2 = 6,5$  МГц. Однако практически вся энергия сигналов яркости сосредоточена в диапазоне 0...1,5 МГц.

Защищенность сигналов яркости от флуктуационной помехи должна быть не хуже 48 дБ. Поскольку высокие частоты сигнала соответствуют мелким деталям изображения, МСЭ-Т рекомендует при

оценке помехи пользоваться взвешивающим фильтром с падающей амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ). Уровень психофотометрической помехи ниже уровня помехи с равномерным спектральным распределением на 9 дБ (психофотометрический коэффициент равен  $K_{\text{пс}} = 2,82$ ), т.е. фактическая помехозащищенность равна  $A_{\text{ТВ ТВ}} = 57$  дБ.

Число градаций яркости составляет 100, откуда  $D_{\text{ТВ}} = 40$  дБ. Пикфактор сигнала, как было показано при рассмотрении полутонового ФС сигнала, не превысит 4,8 дБ, а потенциальный информационный объем  $V_{\text{ТВ макс}} = 2 \cdot 6,5 \cdot 10^6 \cdot 3,32 \lg 100 = 86$  Мбит/с.

Сигналы цветности в этой системе представляют собой две поднесущие (4406,25 и 4250,00 кГц), модулированные по частоте двумя чередующимися от строки к строке цветоразностными сигналами. Амплитуда суммы поднесущих составляет 23% от размаха сигнала яркости. Частотный спектр сигналов цветности совмещается с верхней частью спектра сигнала яркости. Складываясь с сигналами яркости, сигналы цветности вызывают периодическое изменение яркости свечения экрана, что, однако, из-за инерционности зрения не влияет на восприятие изображения.

Нулевое напряжение сигнала яркости соответствует уровню черного, а максимальное – уровню белого. Импульсы синхронизации в этом случае передают отрицательным напряжением («чернее черного»), чтобы они не воспроизводились на приемном экране. Принято, что размах полного ТВ сигнала на выходе телецентра составляет 1 В на нагрузке 75 Ом.

На рис. 2.3 приведена упрощенная осциллограмма одной строки полного ТВ сигнала (в реальном случае огибающая сигнала цветности и сигнал яркости имеют сложную форму). На осциллограмме указаны соотношения между отдельными составляющими напряжения и длительности строки, импульса гашения и строчного синхроимпульса.

Полукадры, состоящие примерно из 310 строк, отделяют друг от друга 25 чистыми строками (передаются только строчные синхроимпульсы и импульсы гашения). В этот промежуток через три строки после окончания полукадра вводится полукадровый синхроимпульс длительностью в три строки. При этом передача строчных синхроимпульсов и импульсов гашения не прекращается.

Спектр сигналов синхросмеси линейчатый с частотами  $mf_{\text{пк}}, nf_{\text{ст}} \pm mf_{\text{пк}}$ , где  $n$  и  $m$  – целые числа;  $f_{\text{пк}}$  – частота следования полукадровых импульсов, равная 50 Гц;  $f_{\text{ст}}$  – частота следования строчных, равная 15625 Гц. Практически вся энергия этих сигналов сосредоточена в диапазоне 0,05...300 кГц ( $n \approx m < 18$ ).

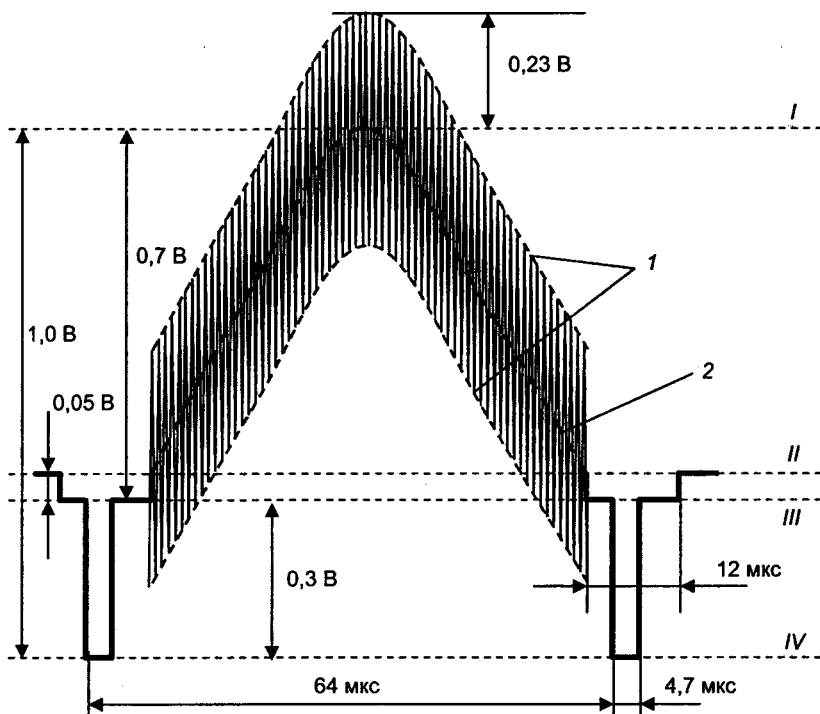


Рис. 2.3. Осциллограмма строки ТВ сигнала:  
 I – уровень белого; II – уровень черного; III – уровень гашения; IV – уровень синхроимпульсов; 1 – сигнал цветности; 2 – сигнал яркости

### 2.3.5. Сигналы передачи дискретной информации

Сигналы телеграфирования и передачи данных (ТП) чаще всего представляют последовательности униполярных или биполярных импульсов постоянной амплитуды, при этом положительный импульс обычно соответствует передаваемому знаку «1», а пропуск импульса или отрицательный – знаку «0». Частота следования «1» и «0» называется тактовой частотой  $F_T$ . Численно  $F_T$  соответствует скорости передачи информации в бодах (Бод), а в данном случае (два разрешенных значения «1» и «0») – и скорости передачи в битах в секунду (бит/с).

Условно различают низкоскоростную (до 200 Бод), среднескоростную (300...1200 Бод) и высокоскоростную (свыше 1200 Бод) пе-

передачу данных. Поскольку каждый передаваемый импульс занимает полностью тактовый интервал, его длительность находится в пределах до 5 мс при низкоскоростной, от 3,3 до 0,8 мс при среднескоростной и менее 0,8 мс при высокоскоростной передаче.

В дальнейшем будет показано, что спектральная плотность случайного сигнала такого вида максимальна на нулевой частоте и имеет первый минимум на частоте  $F_T$ . Если спектр сигнала ограничивать фильтром низких частот, близким к идеальному, то уверенный прием сигнала возможен при частоте среза фильтра, равной или более  $0,5 \cdot F_T$ , т.е. можно считать, что эти сигналы занимают полосу частот  $0 \dots 0,5 \cdot F_T$ . Однако в реальных условиях верхнюю частоту спектра сигнала ТП принимают равной  $F_T$  или даже  $1,2 \cdot F_T$ . Это обусловлено тем, что при некоторых видах передачи информация заложена и в изменении длительности импульса (допускаются ограниченные краевые искажения принимаемых импульсов), а также мешающим воздействием помех.

При передаче сигналов ТП допустимая вероятность ошибки равна около  $10^{-5}$ . Это позволяет принять значение необходимой помехозащищенности, определяемой как отношение амплитуды импульса к действующему значению флуктуационной помехи, равным  $A_{\text{пз тп}} = 12,6$  дБ. Зависимость коэффициента ошибок от помехозащищенности подробно рассмотрена далее в гл. 6.

## Глава 3

### АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ И ЦИФРО-АНАЛОГОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛОВ

Аналого-цифровое преобразование (АЦП) сигналов является одной из важнейших составляющих цифровых телекоммуникационных систем. Аналого-цифровое преобразование обычно состоит из нескольких последовательных операций, как показано на рис. 3.1. Эти операции таковы.

*Дискретизация* – представление непрерывного во времени сигнала рядом периодических дискретных значений. Возможность такого представления основана на известной теореме В.А. Котельникова, по которой функция, спектр которой сосредоточен в полосе частот до  $\omega_b$ , полностью характеризуется своими мгновенными значениями, отсчитанными через интервалы времени  $\Delta t = \pi/\omega_b$ . Дискретизация нужна для временного разделения каналов, кроме того дискретизация позволяет применять синхронные микросхемы, работа которых происходит более четко.

*Квантование* – округление мгновенных значений сигнала до ближайших разрешенных значений. Это важнейшая операция АЦП, которая, собственно и превращает аналоговый сигнал в цифровой\*.

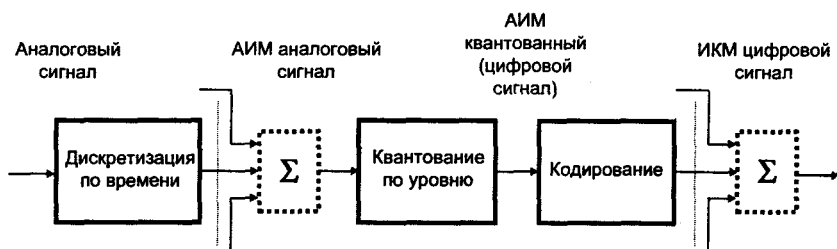


Рис. 3.1. Аналого-цифровое преобразование сигнала

\* Аналоговый сигнал представляет собой бесконечное множество мгновенных значений, цифровой сигнал может принимать конечное множество (разрешенных) значений.

### Глава 3. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование

Квантование неизбежно сопровождается ошибкой квантования, не более шага квантования, т.е. расстояния между ближайшими разрешенными значениями. Уменьшая это расстояние, приходим к увеличению числа разрешенных значений и, как следствие, к необходимости повышать объем передаваемой информации при прочих равных условиях, например, за счет повышения скорости передачи. В оборудовании телекоммуникационных систем важнейшая операция квантование практически всегда совмещается с последующей – кодированием.

*Кодирование* – в теории электрической связи существует два понятия кодирования: в широком и узком смысле. В цифровых телекоммуникационных системах кодирование понимается в узком смысле, как переход от кода с высоким основанием к коду с низким основанием. Т.е. мгновенные значения, которые могут принимать достаточно много разрешенных значений (например, 256), заменяются комбинациями импульсов (кодowymi группами, состоящими, например, из 8 импульсов), которые имеют мало разрешенных значений (минимум два). Это повышает помехоустойчивость сигнала и упрощает его обработку логическими устройствами.

Кроме указанных трех операций в цифровых телекоммуникационных системах осуществляется также *мультиплексирование* – объединение нескольких потоков (*компонентных*) в групповой поток (*агрегатный*).

В ЦТС прежних поколений объединение сигналов производили после дискретизации с тем, чтобы относительно сложный узел – кодер сделать групповым. В настоящее время, с повышением уровня цифровизации сетей связи, появилась тенденция выноса оборудования АЦП к абоненту, т.е., в конечном счете, получать групповой сигнал в результате объединения индивидуальных цифровых сигналов. Следует заметить, что операция мультиплексирования широко применяется в ЦТС и вне связи с аналого-цифровым преобразованием.

Очевидно, что операциям АЦП на передаче должны соответствовать обратные операции на приеме. Действительно, входящий агрегатный поток демультиплексируется – разделяется на компонентные потоки, и декодируется. В результате декодирования восстанавливаются мгновенные значения сигнала, которые после прохождения фильтра нижних частот с частотой среза  $\omega_b$ , превращаются в непрерывный исходный сигнал. Заметим, что восстановленный сигнал всегда отличается от исходного из-за операции квантования (сигнал восстанавливается не точно по исходным

мгновенным значениям, а по округленным до разрешенных). Однако, уменьшая шаги квантования, теоретически можно достигнуть сколь угодно малого отличия принятого сигнала от переданного.

Рассмотрим подробнее операции аналого-цифрового преобразования.

### 3.1. Дискретизация сигнала во времени

Дискретизация сигнала во времени реализуется посредством амплитудно-импульсной модуляции – модуляции импульсного переносчика (АИМ). В качестве переносчика используется последовательность прямоугольных импульсов с более или менее стабильной частотой следования  $f_0$  (рис. 3.2,а). То, что в качестве переносчика применяются последовательности прямоугольных импульсов, определено простотой генерации и обработки таких последовательностей и не имеет принципиального характера.

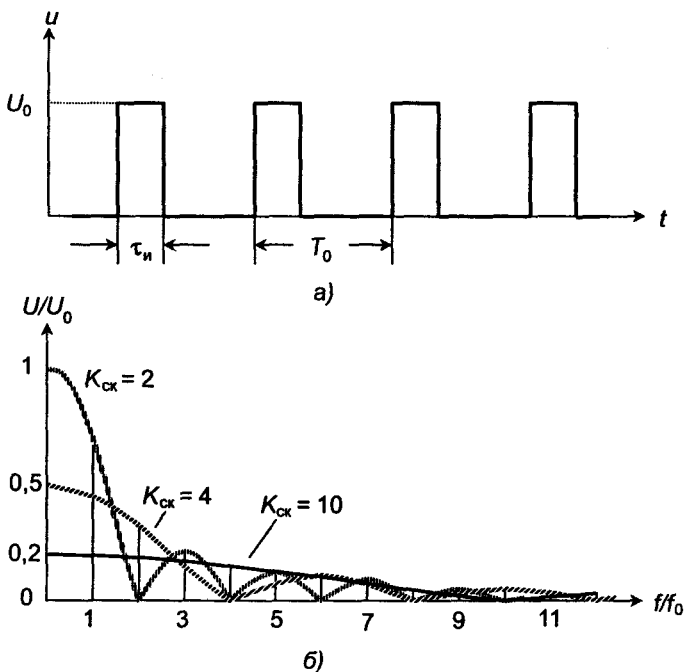


Рис. 3.2. Последовательность прямоугольных импульсов (а) и спектральный состав таких последовательностей с различными  $K_{ck}$  (б)

### Глава 3. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование

Реальные импульсы имеют конечную длительность  $\tau_{и}$ . Удобно для характеристики таких последовательностей использовать коэффициент скважности (скважность)  $K_{ск} = T_0 / \tau_{и}$ , где  $T_0$  – период следования импульсов  $T_0 = 1 / f_0$ . По Фурье, спектральный состав такой последовательности равен

$$u_{\Psi}(t) = U_0 \left( \frac{1}{K_{ск}} + \sum_{n=1}^{\infty} \gamma_n \cos 2\pi n f_0 t \right),$$

где

$$\gamma_n = \frac{2}{\pi} \sin \frac{n\pi}{K_{ск}}.$$

Как следует из формулы, спектр переносчика состоит из постоянной составляющей и гармоник частоты  $f_0$ , причем гармоники с номерами, кратными  $K_{ск}$ , отсутствуют.

На рис. 3.2,б показаны частотные составляющие импульсных последовательностей со скважностями 10, 4 и 2. На практике применяются последовательности со скважностями несколько десятков, что соответствует почти плоской форме огибающей спектра.

Простейший амплитудно-импульсный модулятор представляет собой ключ, срабатывающий при прохождении импульса переносчика и пропускающий при этом сигнал на свой выход (рис. 3.3,а,б). Такая амплитудно-импульсная модуляция называется АИМ-1 (АИМ первого рода). При АИМ-1 возникают проблемы дальнейшей обработки сигнала из-за неопределенности величины амплитуды импульса. Поэтому применяется АИМ-2 (АИМ второго рода), при которой отсчет берется в какой-либо одной точке прохождения импульса, а затем это значение удерживается в течение некоторого времени.

На рис. 3.3,в показан сигнал АИМ-2, у которого амплитуды импульсов соответствуют мгновенным значениям исходного сигнала, взятых в моменты возникновения импульсов переносчика. На этом же рисунке длительности импульсов равны длительностям импульсов переносчика, но, в общем случае, как это будет показано далее, могут и отличаться от них.

Для определения спектра АИМ сигнала воспользуемся методом суперпозиции, считая, что процесс модуляции линейный. В этом случае для определения спектра достаточно перемножить одну из спектральных составляющих модулирующего сигнала со спектром переносчика и распространить результат на всю сумму спектральных составляющих сигнала.



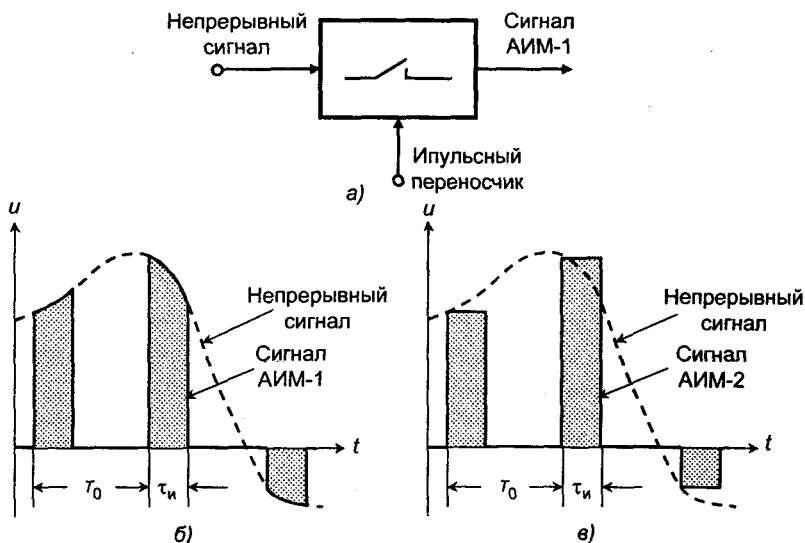


Рис. 3.3. Виды амплитудно-импульсной модуляции: а – модулятор АИМ-1; б – АИМ-1; в – АИМ-2

Для двуполярного сигнала имеем

$$u_k = U_0 [m_i \cos(\Omega_i t + \Theta_i)] \cdot \left( \frac{1}{K_{ск}} + \sum_{n=1}^{\infty} \gamma_n \cos 2\pi f_0 n t \right),$$

где  $\omega_i = 2\pi f_i$  – частота  $i$ -й спектральной составляющей;  $\Theta_i$  – ее начальная фаза;  $m_i$  – коэффициент, характеризующий ее амплитуду. Сумма всех коэффициентов  $m_i$  равна единице, т.е.

$$\sum_{i=1}^l m_i = 1,$$

причем  $l$  – число спектральных составляющих.

Из формулы следует, что спектр канального сигнала (модулированной импульсной последовательности) будет состоять из спектра исходного сигнала и спектров нижней и верхней боковых полос у каждой составляющей спектра импульсной последовательности, как это показано на рис. 3.4,а. В ЦСП первых поколений применялся однополярный исходный сигнал, поэтому

$$u_k = U_0 [1/m_i + m_i \cos(\Omega_i t + \Theta_i)] \cdot \left( \frac{1}{K_{ск}} + \sum_{n=1}^{\infty} \gamma_n \cos 2\pi f_0 n t \right),$$



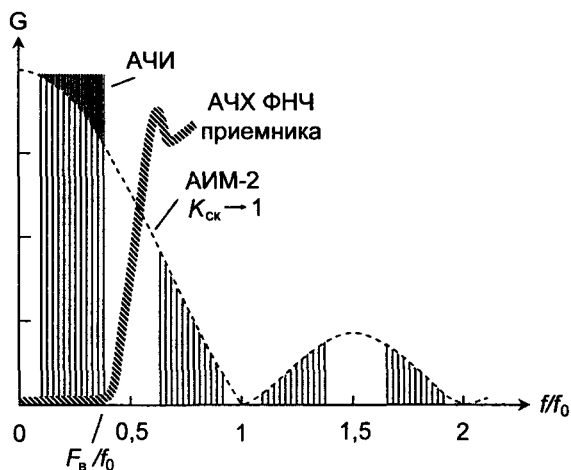


Рис. 3.5. Спектры АИМ-1 и АИМ-2 при  $K_{\text{сх}}$ , стремящимся к единице

исходного сигнала фильтром нижних частот ФНЧ) потребуются не-  
сложная коррекция амплитудно-частотных искажений (АЧИ).

На рис. 3.6 показаны спектры АИМ сигналов при выполнении и  
нарушении условия выбора частоты дискретизации по теореме  
В.А. Котельникова.

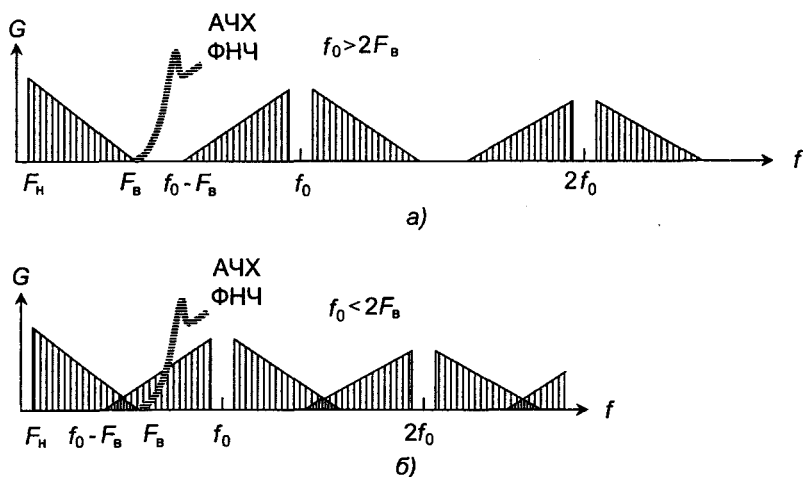


Рис. 3.6. Спектры АИМ сигнала для случаев выполнения условия (а) и  
невыполнения условия теоремы Котельникова (б)

### Глава 3. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование

Из рис. 3.6,а следует, что при выполнении условия, на приеме выделение спектра исходного сигнала из спектра АИМ сигнала посредством ФНЧ вполне возможно. Если условия выбора частоты дискретизации нарушены, то, как видно на рис. 3.6,б, спектр исходного сигнала перекрывается со спектром нижней боковой полосы частот при первой гармонике  $f_0$ . При этом восстановление исходного сигнала сопровождается помехой, аналогичной при нелинейных искажениях в канале. Как уже отмечалось, операция дискретизации должна предусматривать преобразование сигнала АИМ-1 в АИМ-2. Такой преобразователь может состоять из электронного ключа  $K$ , накопительного конденсатора  $C$ , входного усилителя с малым выходным сопротивлением ( $R_{\text{вых}} \rightarrow 0$ ) и выходного усилителя с высоким входным сопротивлением ( $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$ ). Его функциональная схема показана на рис. 3.7, а принцип действия поясняется диаграммами, приведенными на рис. 3.8,а,б.

При прохождении очередного импульса АИМ-1 осуществляется его *стробирование* – в течение короткого времени  $\tau_{\text{стр}}$  ключ  $K$  преобразователя замыкается и конденсатор  $C$  заряжается до напряжения, которое имел импульс АИМ-1 к моменту размыкания ключа. Далее это напряжение удерживается неизменным до момента следующего стробирования, когда происходит перезаряд конденсатора до значения следующего отсчета и так далее. Таким образом, формируется последовательность импульсов АИМ-2 с плоскими вершинами. Постоянная времени заряда конденсатора  $\tau_z = R_{\text{вых}}C$  должна быть возможно меньше, иначе из-за неполного перезаряда будут возникать взаимные влияния между соседними импульсами. В случае, если сигнал АИМ-1 групповой, эти влияния будут приводить к внятным переходным помехам между каналами. Постоянная времени разряда, равная  $\tau_p = R_{\text{вх}}C$ , напротив, выбирается достаточно большой, чтобы конденсатор не успел заметно разрядиться за период между моментами стробирования. Это условие гарантирует плоскую вершину импульса АИМ-2, что необходимо для нормального проведения последующей операции – кодирования.

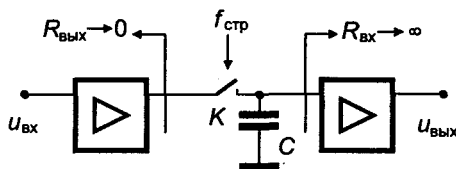


Рис. 3.7. Схема преобразователя АИМ-1 в АИМ-2

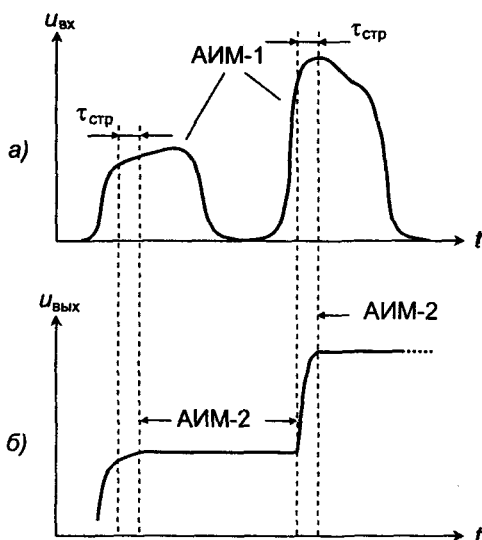


Рис. 3.8. Диаграммы работы преобразователя АИМ-1 в АИМ-2:  
 а – импульсы АИМ-1 на входе; б – формирование выходного импульса АИМ-2

Заметим, что частота следования стробирующих импульсов должна совпадать с частотой следования импульсов АИМ-1. Отметим также, что на рис. 3.7 показана упрощенная схема, реальные же схемы преобразователей уравновешены относительно общего провода для уменьшения наводок от управляющих цепей на цепи передачи канальных сигналов. Кроме того, электронный ключ должен быть выбран так, чтобы его сопротивление замыкания было бы возможно меньшим (оно увеличивает постоянную времени  $\tau_3$ ), а сопротивление размыкания – возможно большим (оно уменьшает постоянную времени  $\tau_0$ ).

При выборе частоты дискретизации в соответствии с теоремой В.А. Котельникова учитывается только верхняя частота спектра преобразуемого сигнала. Если же спектр преобразуемого сигнала менее одной октавы, т.е. отношение верхней  $F_v$  и нижней  $F_n$  частот менее 2, возможно использовать менее высокую, чем по Котельникову, частоту дискретизации\*. Можно показать, что

\* Спектры, шириной менее октавы, характерны для групповых сигналов телекоммуникационных систем с частотным разделением каналов (ТКС ЧРК).

### Глава 3. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование

$$f_{ди} \leq f_d \leq f_{дк}, \quad (3.1)$$

где  $f_{дк} = 2F_v$  – минимальная частота дискретизации по Котельникову,  $f_{ди} = 2(F_v - F_n)$  – минимальная частота дискретизации для случая, если исходный спектр перемещен так, что его нижняя частота равна нулю ( $F_n = 0$ ),

$$f_d = \frac{2(F_v + F_n)}{2n + 1},$$

искомая частота дискретизации и  $n$  – целое число. При этом, расстояние от исходного спектра до ближайших преобразованных составляющих (полоса расфилтровки) будет равно

$$\Delta f_p = \frac{f_d}{2} - f_{ди}.$$

Число  $n$  следует подбирать, начиная с единицы до тех пор, пока не будет выполнено неравенство (3.1). Поясним сказанное примером.

Пусть исходный сигнал занимает полосу 312...552 кГц (типичная вторичная группа каналов тональной частоты ТКС ЧРК). В соответствии с неравенством (3.1) определяем:  $f_{ди} = 2(552 - 312) = 480$  кГц,  $f_{дк} = 552 \cdot 2 = 1104$  кГц,  $f_d = 2(552 + 312) / (2 \cdot 1 + 1) = 576$  кГц (при  $n > 1$  неравенство не выполняется),  $\Delta f_p = 576 / 2 - (552 - 312) = 48$  кГц. На рис. 3.9 приведено построение спектров для рассмотренного случая. В процессе передачи сигнала происходит смещение принимаемых импульсов со своих тактовых точек (медленные фазовые флуктуации – *вандер*). Это приводит к появлению ошибки при восстановлении сигнала на приеме.

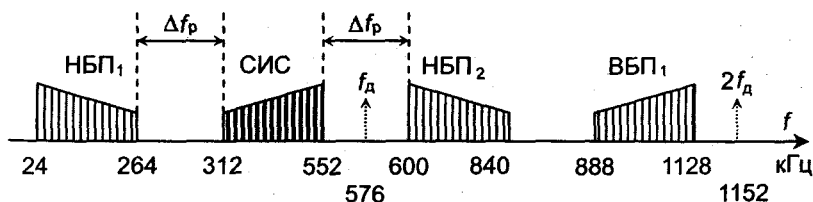


Рис. 3.9. Спектр дискретизированного группового сигнала: СИС – спектр, соответствующий исходному сигналу; НБП<sub>1</sub> – нижняя боковая полоса частот при  $f_d$ ; ВБП<sub>1</sub> – верхняя боковая полоса частот при  $f_d$ ; НБП<sub>2</sub> – нижняя боковая полоса частот при  $2f_d$

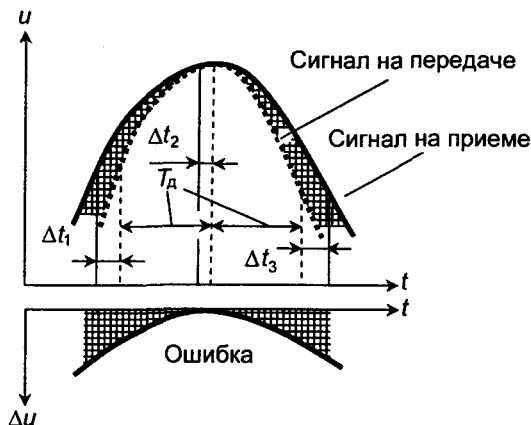


Рис. 3.10. Возникновение ошибки дискретизации

На рис. 3.10 пунктиром показана форма сигнала на передаче и отмечены тактовые точки, в которых были определены мгновенные значения сигнала.

На приеме (сплошная кривая) форма сигнала изменилась из-за смещения на  $\Delta t_i$  моментов восстановления мгновенных значений. Таким образом, восстановленный сигнал может рассматриваться как сумма исходного сигнала и ошибки, которая и определяет величину помехи дискретизации, воспринимаемой как нелинейные искажения в канале. Определим величину этой помехи.

Если абсолютные значения среднеквадратических отклонений импульсов от тактовых точек по причине некорректной работы генераторного оборудования конечных станций и регенераторов соответственно равны  $\alpha_d$  и  $\beta_d$ , а эффективное значение сигнала равно  $U_{эфф}$ , то мощность помех дискретизации будет равна

$$P_{пд} = \frac{1}{4} (2\pi f_d)^2 U_{эфф}^2 (\alpha_d^2 + \beta_d^2).$$

Для относительных величин отклонений  $a_d = \alpha_d f_d$  и  $b_d = \beta_d f_d$  выражение для мощности помех дискретизации примет вид

$$P_{пд} = \pi^2 U_{эфф}^2 (a_d^2 + b_d^2).$$

Защищенность от помех дискретизации может быть подсчитана по формуле

$$A_{знд} = 10 \lg \frac{P_c}{P_{нд}} = -10 \lg [\pi^2 (a_d^2 + b_d^2)].$$

Величина защищенности от помех дискретизации  $A_{знд}$  в простом (при отсутствии транзитов) основном цифровом канале (ОЦК, скорость передачи – 64 кбит/с) не должна быть ниже 34 дБ. В каналах, состоящих из  $n$  простых, требуемая защищенность может быть снижена на величину, равную  $10 \lg n$ .

## 3.2. Квантование сигнала по уровню

### 3.2.1. Равномерное квантование

Квантование сигнала по уровню является главной операцией аналого-цифрового преобразования сигнала и заключается в округлении его мгновенных значений до ближайших разрешенных, как это показано на рис. 3.11.

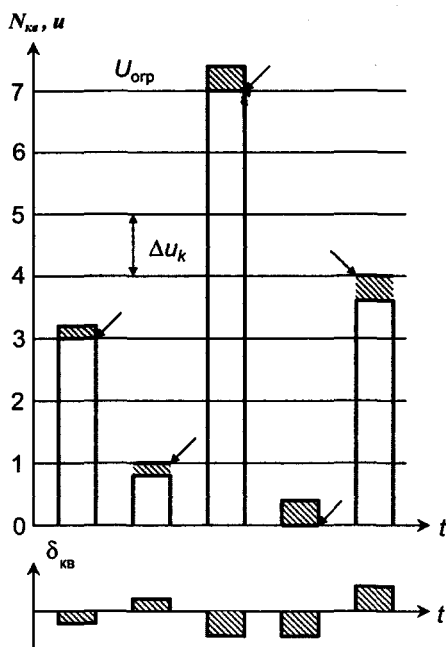


Рис. 3.11. Возникновение ошибки квантования



## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

На нем показан АИМ сигнал, по вертикали отмечены восемь уровней квантования (с 0-го по 7-й). Расстояния между уровнями одинаковые, т.е. имеет место равномерное или линейное квантование, и равны шагу квантования  $\Delta u_k$ . Стрелками на рисунке отмечены значения, до которых округляются амплитуды исходных импульсов. Напряжение 7-го уровня соответствует напряжению ограничения  $U_{огр}$ , амплитуда 4-го импульса равна нулю. Очевидно, при квантовании сигнала возникают ошибки  $\delta_{кв}$  (затемненные поля на рисунке), величина которых случайна, имеет равномерное распределение и не превышает значения  $\Delta u_k / 2$ . Таким образом, сигнал после квантования представляет собой сумму исходного сигнала и сигнала ошибки (показанные на нижнем графике рис. 3.11), который воспринимается как флуктуационный шум.

Мощность помехи квантования может быть найдена следующим образом

$$P_{пкв0} = \int_{-\Delta u_k/2}^{\Delta u_k/2} u^2 W_k(u) du = \frac{1}{\Delta u_k} \int_{-\Delta u_k/2}^{\Delta u_k/2} u^2 du = \\ = \frac{1}{\Delta u_k} \left[ \left( \frac{\Delta u_k}{2} \right)^3 - \left( -\frac{\Delta u_k}{2} \right)^3 \right] / 3 = \frac{\Delta u_k^2}{12}.$$

В этой формуле  $W_k(u)$  – плотность вероятности ошибки квантования, которая равна величине  $1/\Delta u_k$ , поскольку ошибка имеет равномерное распределение на интервале от  $+\Delta u_k/2$  до  $-\Delta u_k/2$ .

Можно показать, что такую мощность помехи квантования имеет в канале с полосой пропускания от 0 до  $F_b = f_d/2$ . В общем случае, когда полоса пропускания канала равна  $\Delta F < f_d/2$ , мощность помехи квантования снижается в  $2\Delta F/f_d$  раз. В следующей главе (§ 3.3) будет показано, что величина шага квантования при использовании симметричного двоичного кода, что характерно для современных аналого-цифровых преобразователей, может быть выражена через напряжение ограничения  $U_{огр}$  кодирующего устройства и число шагов квантования  $N_{кв}$

$$\Delta u_k = 2 U_{огр} / N_{кв}.$$

В свою очередь,  $N_{кв} = 2^m$ , где  $m$  – количество двоичного разрядов кода. С учетом сказанного выражение для мощности помех квантования в канале может быть записано в следующем виде

$$P_{\text{пкв}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{U_{\text{огр}}^2}{2^{2m}} \cdot \frac{\Delta F}{f_d} \quad (3.2)$$

Мощность помехи квантования следует сравнить с минимальным значением квантуемого сигнала, откуда можно будет определить необходимое число шагов квантования и, следовательно, число разрядов двоичного кода  $m$ .

Воспользовавшись формулами (3.2) и (2.3) несложно определить защищенность от шумов квантования для наиболее слабых сигналов:

$$\begin{aligned} A_{\text{экв мин}} &= 10 \lg \frac{P_{\text{с мин}}}{P_{\text{пкв}} K_{\text{псоф}}^2} = 10 \lg \frac{P_{\text{с макс}} 10^{-0,1D_c}}{P_{\text{пкв}} K_{\text{псоф}}^2} = \\ &= P_{\text{мин}} - P_{\text{пкв}} - 20 \lg K_{\text{псоф}} = \\ &= 10 \lg \frac{U_{\text{огр}}^2 10^{-0,1D_c}}{\frac{2}{3} \cdot \frac{U_{\text{огр}}^2}{2^{2m}} \cdot \frac{\Delta F}{f_d} K_{\text{псоф}}^2} = 6m - D_c + 8,4 \cong 6m - 31,6, \text{ дБ}, \end{aligned} \quad (3.3)$$

где  $K_{\text{псоф}}$  – псофометрический коэффициент, равный для канала ТЧ величине 0,75

Экспериментально установлено, что достаточно высокое качество передачи обеспечивается при  $A_{3\text{кв}} \geq 22$  дБ. Учитывая эксплуатационный запас  $\Delta A$ , который принимается равным 4,5 дБ, и снижение помехозащищенности на 11,5 дБ при транзитном соединении каналов ТЧ посредством аналоговых коммутационных устройств\*, из формулы (3.3) получаем:

$$m = \frac{22 + 4,5 + 11,5 + 31,6}{6} \cong 12.$$

При этом, как это видно из рис. 3.12, для всех мгновенных значений сигнала, кроме минимального, помехозащищенность оказывается завышенной поскольку она представляет собой относительную ошибку квантования, выраженную в логарифмических единицах, т.е.

\* Допускается соединение до 14 простых каналов ТЧ, помехи квантования соединенных каналов суммируются по мощности, и поэтому снижение защищенности может достигать значения  $10 \lg 14 = 11,5$  дБ, откуда минимально допустимая защищенность оказывается равной  $A_{\text{экв мин}} = 22 + 4,5 + 11,5 = 38$  дБ.



### Глава 3. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование

неравномерного (нелинейного) квантования, т.е. уменьшения величины шагов квантования для малых мгновенных значений сигнала за счет увеличения шагов для больших значений. Применение неравномерного квантования эквивалентно *компрессированию* (сжатию) динамического диапазона сигнала. Во избежание нелинейных искажений на приеме должна осуществляться обратная операция – *экспандирование* (расширение) динамического диапазона.

Очевидно, условием постоянства защищенности от шумов квантования для всех уровней сигнала будет постоянство относительных приращений сигнала во всем диапазоне его изменений, т.е.

$$x \frac{dy}{dx} = \text{const},$$

где  $x$  и  $y$  нормированные значения напряжений входного и выходного сигналов соответственно в устройстве квантования. Решая это дифференциальное уравнение, получаем

$$y = c_1 \ln x + c_2 = c_1 \ln(\mu x).$$

Реализация такой характеристики для заданных начальных условий невозможна, поскольку логарифм нуля не существует. Поэтому реализуются квазилогарифмические  $A$ - и  $\mu$ -характеристики. Квазилогарифмическая  $A$ -характеристика описывается следующими выражениями

$$y = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln x}; & 0 \leq x \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1 + \ln(Ax)}{1 + \ln A}; & \frac{1}{A} < x \leq 1, \end{cases} \quad (3.4)$$

а  $\mu$ -характеристика выражением

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)}. \quad (3.5)$$

В ЦТС применяются сегментные неравномерные характеристики квантования, поскольку они достаточно просто реализуются на цифровой основе. На рис. 3.13 приведена характеристика типа А87,6/13 (положительная ветвь), применяемая в АЦП ЦТС европейской плезиохронной цифровой иерархии. Характеристика симметрична относительно нуля, положительная и отрицательная ее ветви состоят каждая из 8-и сегментов, каждый сегмент поделен на 16 одинаковых шагов (внутри сегмента квантование равномерное).

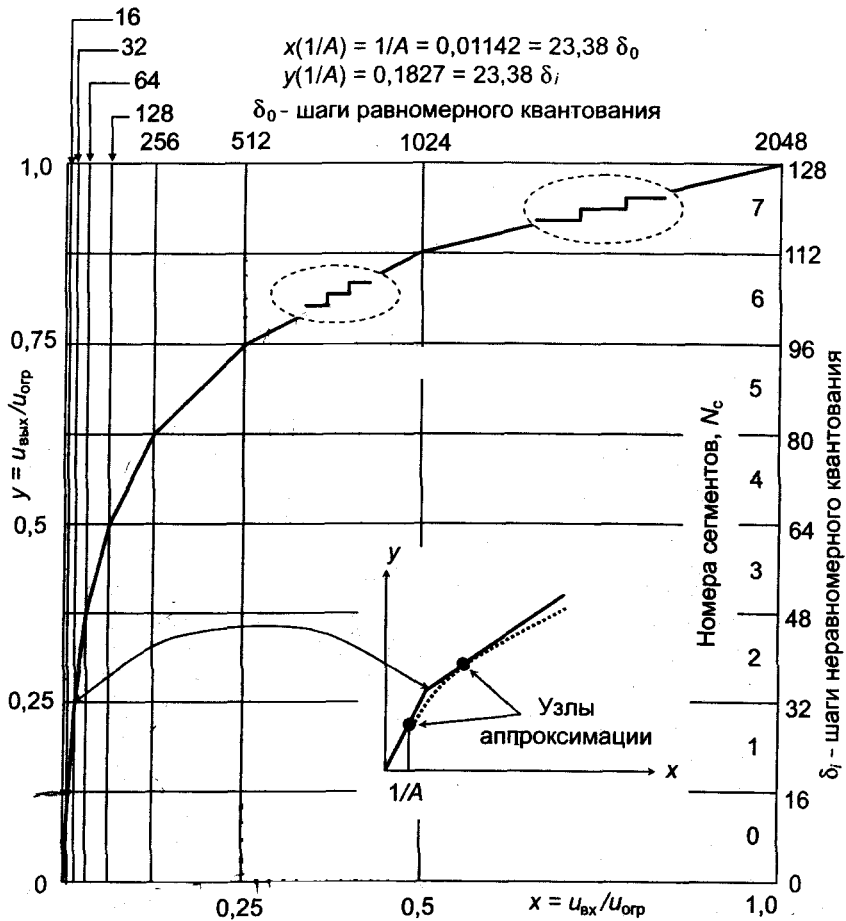


Рис. 3.13. Амплитудная характеристика неравномерного квантующего устройства

Сегменты имеют номера от 0 до 7, начиная от центральной части характеристики. Шаги внутри каждого сегмента пронумерованы от 0 до 15. Сегменты аппроксимируют гладкую кривую, описываемую выражением (3.4) так, как это схематично показано в середине графика. В нулевом и первом сегментах шаг минимален и равен  $\Delta$ , а в каждом следующем сегменте величина шага удваивается по отношению к предыдущему. В табл. 3.1 приведены параметры сегментов положительной ветви характеристики (см также § 3.3). Коды

### Глава 3. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование

шагов внутри любого сегмента одинаковы и соответствуют натуральному несимметричному коду (0-й шаг имеет код 0000, 1-й – 0001, ..., 15-й – 1111). В соответствии с этой характеристикой 8-и разрядное кодовое слово мгновенного значения сигнала имеет структуру PXYZABCD. В этой структуре P – старший разряд указывает полярность сигнала («1» – положительная, «0» – отрицательная), XYZ – код номера сегмента  $N_c$ , а ABCD – код номера шага внутри сегмента  $N_{ш}$ .

Таблица 3.1

**Параметры амплитудной характеристики квантующего устройства А87,6/13**

Номер сегмента	Код номера сегмента	Размер шага квантования	Нижняя граница сегмента	Верхняя граница сегмента
0	000	$\Delta_0$	$0\Delta_0$	$16\Delta_0$
1	001	$\Delta_0$	$16\Delta_0$	$32\Delta_0$
2	010	$2\Delta_0$	$32\Delta_0$	$64\Delta_0$
3	011	$4\Delta_0$	$64\Delta_0$	$128\Delta_0$
4	100	$8\Delta_0$	$128\Delta_0$	$256\Delta_0$
5	101	$16\Delta_0$	$256\Delta_0$	$512\Delta_0$
6	110	$32\Delta_0$	$512\Delta_0$	$1024\Delta_0$
7	111	$64\Delta_0$	$1024\Delta_0$	$2048\Delta_0$

Верхняя граница верхнего сегмента соответствует максимальному напряжению сигнала – напряжению ограничения  $U_{огр}$ . Отсюда минимальный шаг квантования равен  $\Delta_0 = U_{огр} \cdot 2^{-11}$ , а шаг квантования в сегментах  $2 - 7 \Delta_i = 2^{i-1} \Delta_0$  где  $i$  – номер сегмента. Введем переменную  $x = u_{вх} / U_{огр}$ . Тогда выражение для защищенности от шумов квантования в двух первых сегментах (дБ) будет иметь вид

$$A_{зкв} = 10 \lg \frac{(U_{огр} x_i)^2}{\frac{\delta_0^2}{12} \cdot \frac{2\Delta F}{f_d} K_{пссф}^2} \cong 20 \lg x_i + 80,62.$$

Для сегментов 2 – 7

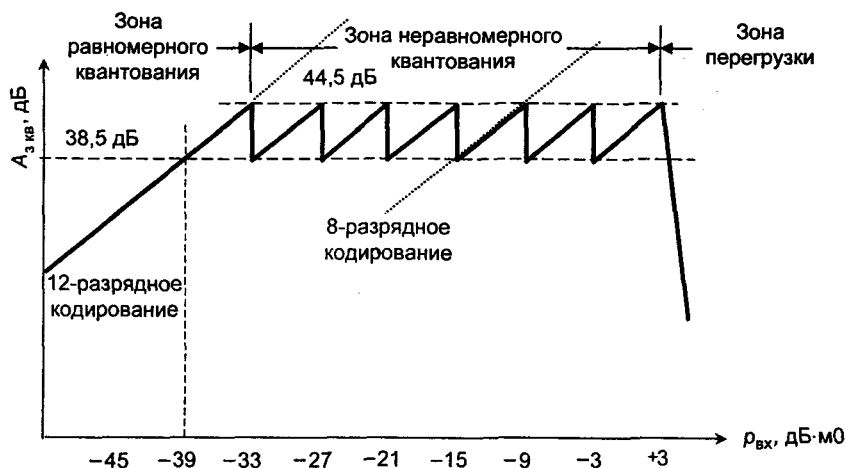


Рис. 3.14. Защищенность от шумов квантования для характеристики A87,6/13

$$A_{\text{экв}} = 10 \lg \frac{(U_{\text{огр}} x_i)^2}{\frac{(\delta_0 2^{i-1})^2}{12} \cdot \frac{2\Delta F}{f_d} K_{\text{псоф}}^2} \cong 20 \lg(x_i 2^{1-i}) + 80,62.$$

На рис. 3.14 представлен график зависимости  $A_{\text{экв}}$  от напряжения входного сигнала, полученный из вышеприведенных соотношений. Начало графика – наклонная прямая – соответствует нулевому и первому сегментам. Это зона равномерного квантования, поэтому защищенность возрастает пропорционально возрастанию уровня сигнала (относительная ошибка квантования обратно пропорциональна напряжению сигнала). При переходе ко второму сегменту защищенность скачком уменьшается на 6 дБ, поскольку во втором сегменте величина шага квантования в два раза больше. Такая же картина повторяется при переходе к каждому последующему сегменту – это зона неравномерного квантования. При достижении верхней границы седьмого сегмента (напряжения ограничения) наступает зона перегрузки. В зоне перегрузки защищенность сигнала резко падает, но уже за счет шумов ограничения сигнала. Данная характеристика обеспечивает поставленные требования к точности аналого-цифрового преобразования: защищенность от шумов квантования не меньше требуемой ( $22 + 11,4 + 4,5 \cong 38$  дБ) при динамическом диапазоне сигнала  $\geq 40$  дБ (на рисунке от  $-39$  до  $+3$  дБм0, 42 дБ).

На рисунке пунктиром отмечены характеристики защищенности при равномерном квантовании и количестве шагов, определяемом 12-и и 8-и разрядным кодированием. Очевидно, что использование 8-и разрядного кодирования при равномерном квантовании не отвечает поставленным требованиям, а использование 12-и разрядного кодирования потребует увеличения скорости передачи (или уменьшения объема передаваемой информации) в  $12/8 = 1,5$  раза.

### **3.3. Кодирование сигналов**

#### **3.3.1. Принципы кодирования**

Аналого-цифровое преобразование завершается операцией кодирования, которая в данном случае заключается в преобразовании уровней отсчетов непрерывных сигналов в кодовые комбинации. При этом обычно используются равномерные двоичные коды, в которых число кодовых символов или разрядов кодовых комбинаций равно  $m$ , а каждый символ может принимать значение 0 или 1. Применяются следующие равномерные двоичные коды: натуральный, симметричный и рефлексный.

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

$$N_{кв} = \sum_{i=1}^m a_i 2^{m-i},$$

где  $a_i$  – кодовый символ  $i$ -го разряда, принимающий значение 0 или 1,  $2^{m-i}$  – вес  $i$ -го разряда. Натуральный двоичный код применяется для кодирования униполярных импульсов. В качестве примера на рис. 3.15,а приведена кодовая таблица для натурального двоичного четырехразрядного кода.

Недостаток натурального двоичного кода состоит в том, что кодовые группы, соответствующие соседним шагам квантования, могут различаться во многих разрядах кода. Поэтому при изменении значения отсчета во время кодирования может произойти переход от одного шага квантования к другому, сильно отличающемуся от него.

Такой переход наиболее вероятен в центральной части амплитудной характеристики. Например, если после начала кодирования на седьмом шаге мгновенное значение выросло до восьмого, то вместо кодовой группы 0111 будет передана группа 0000, что будет соответствовать передаче нулевого уровня.



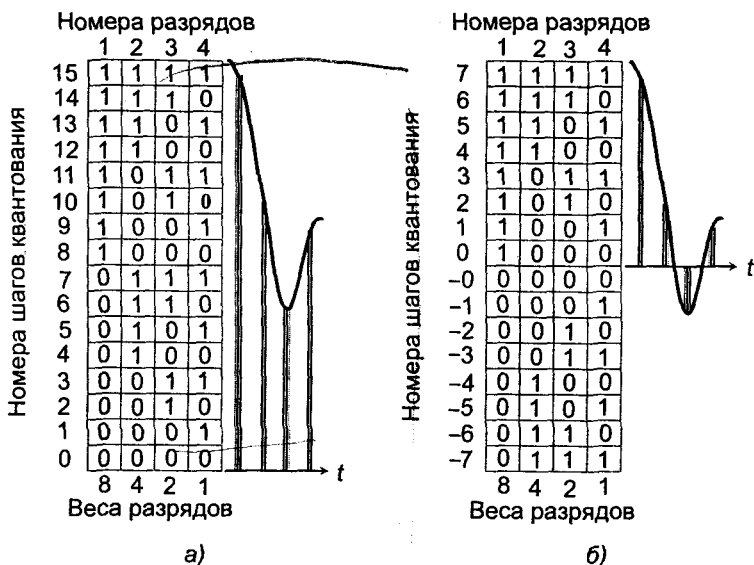


Рис. 3.15. Разновидности двоичного кода:  
 а – натурального, б – натурального симметричного

Биполярным сигналам, например речевым, свойственна максимальная плотность вероятности малых мгновенных значений. Для таких сигналов разряды кодовых групп соседних уровней в центре амплитудной характеристики квантования должны отличаться в минимальном числе разрядов. С этой целью применяют натуральный симметричный двоичный код (рис. 3.15,б). При кодировании симметричным кодом символ первого разряда определяется знаком отсчета, а символы остальных разрядов – абсолютным значением отсчета, выраженным в двоичной системе исчисления.

Для таких сигналов, как широкополосные телевизионные, различие символов в большом числе разрядов кодовых групп любых соседних шагов квантования нежелательно, так как для этих сигналов ошибки кодирования одинаково опасны для всех мгновенных значений. Для кодирования таких сигналов используется рефлексный двоичный код (код Грея), в котором кодовые группы любых соседних уровней квантования отличаются лишь в одном разряде. Таблица рефлексного четырехразрядного кода приведена на рис. 3.16.

На приемном конце принятые кодовые группы декодируются, в результате чего восстанавливаются мгновенные значения передаваемого сигнала.

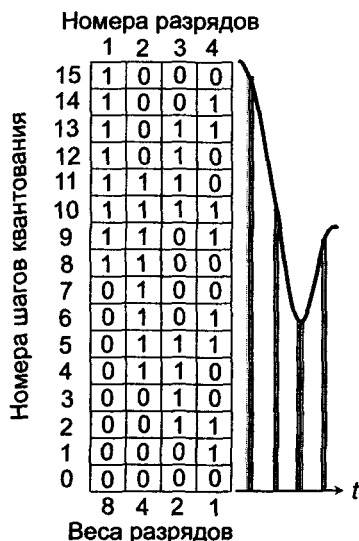


Рис. 3.16. Рефлексный код

Затем последовательность импульсов АИМ-2 демодулируется с помощью фильтра нижних частот. Кодеры и декодеры, предназначенные для аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования, в совокупности называют *кодеками*.

При реализации кодеков оказывается важным вид начального участка амплитудной характеристики квантования. На рис. 3.17 приведены три варианта таких участков. Варианты эти различаются взаимным расположением уровня и шага квантования. *Уровень квантования* – это уровень, превышение которого (по абсолютной величине) приводит к переходу на следующий шаг квантования. Первый вариант (рис. 3.17,а) соответствует расположению уровня квантования на нижней границе шага, т.е. пока мгновенное значение имеет величину, расположенную в диапазоне данного шага, она кодируется значением данного (по абсолютной величине) шага квантования. Например (см. рис. 3.15,б), всем мгновенным значениям сигнала в диапазоне от 0 до +1 будет соответствовать кодовое слово «1000», мгновенным значениям от +1 до +2 – кодовое слово «1001» и так далее.

Второй вариант начального участка амплитудной характеристики (рис. 3.17,б) характеризуется расположением уровня квантования посередине шага квантования, т.е. мгновенные значения сигнала не

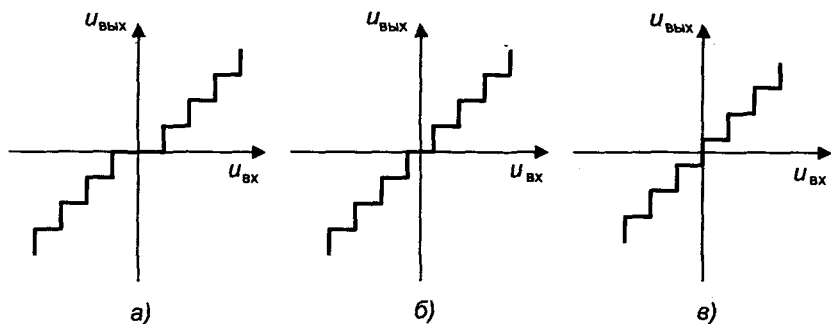


Рис. 3.17. Начальные участки амплитудных характеристик квантования

достигающие середины шага кодируются значением данного шага, а превысившие середину шага – последующим (по абсолютной величине). Например, для того же рис. 3.15,б всем мгновенным значениям сигнала в диапазоне от 0 до +0,5 будет соответствовать кодовое слово «1000», а для диапазона от +0,5 до +1,5 – «1001». Наконец, в третьем варианте уровень квантования находится на верхней границе шага квантования.

Особенность первого варианта состоит в том, что сигнал или шумы с амплитудой, меньшей шага квантования  $\Delta$ , не передаются, т.е. происходит ограничение сигнала по минимуму. Для третьего варианта (рис. 3.17,в) шум малого уровня в отсутствие сигнала приводит к случайным переходам между состояниями  $-\Delta/2$  и  $+\Delta/2$  и передается на выход системы, что приводит к так называемым шумам незанятого канала или шумам молчания. Однако если в первом варианте ошибка квантования может достигать величины шага квантования (пределы изменения ошибки от 0 до  $\pm\Delta$ ), то в третьем – только половины шага (пределы изменения ошибки от  $-\Delta/2$  до  $+\Delta/2$ ). Второй вариант амплитудной характеристики квантования сочетает преимущества первого и третьего вариантов.

На практике обычно реализуются кодеки с амплитудной характеристикой кодера, соответствующей первому варианту. С тем чтобы уменьшить абсолютное значение ошибки квантования при декодировании к результату всегда добавляется значение, равное половине шага квантования. Это приводит к тому, что сквозная амплитудная характеристика тракта кодер – декодер будет соответствовать третьему варианту (рис. 3.17,в), но с подавлением шумов молчания как в первом варианте (рис. 3.17,а).

### 3.3.2. Кодек с линейной характеристикой квантования

Существует довольно большое количество схем кодеров и декодеров. В ЦТС наибольшее распространение получили кодеки взвешивающего (компенсационного) типа, обладающие относительно высоким быстродействием и удовлетворительной точностью.

Вначале рассмотрим действие 8-и разрядного кодера для биполярных сигналов с линейным квантованием и цифровым сигналом в натуральном симметричном коде. Как уже отмечалось, кодек представляет собой комбинацию кодера и декодера.

Функциональная схема декодера показана на рис. 3.18. Его основным узлом является источник эталонных токов ИЭТ, который состоит из набора резисторов с сопротивлениями  $2R, R, R/2, \dots, R/64$ . Каждый резистор может быть включен в последовательную цепь: источник эталонного напряжения  $+U_{эт}$  или  $-U_{эт}$ , резистор и нагрузка декодера. Сопротивление нагрузки пренебрежимо мало по сравнению с сопротивлением любого резистора, так что ток указанной цепи обратно пропорционален сопротивлению данного резистора, а полярность тока определяется полярностью подключенного источника эталонного напряжения  $U_{эт}$ . Следовательно, ток в нагрузке равен сумме токов, протекающих через те резисторы, которые в данный момент подключены в цепь узлом управляющей логики УЛ.

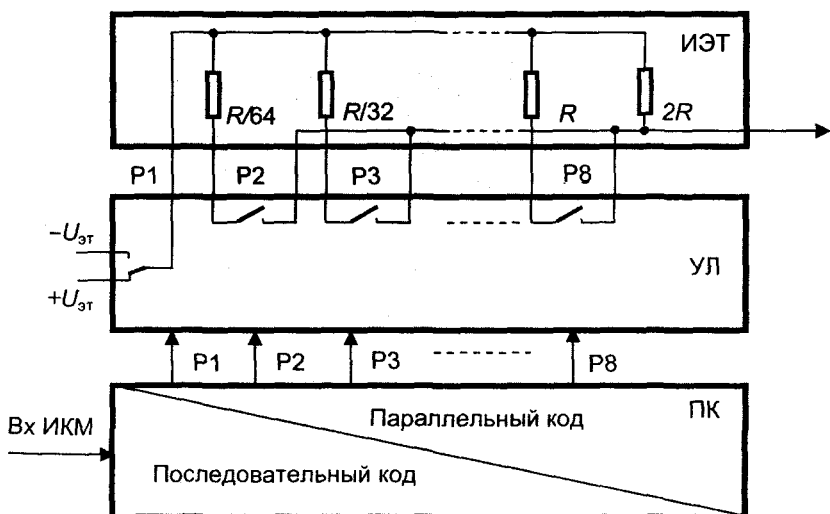


Рис. 3.18. Структурная схема декодера кодера с линейным квантованием

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

Заметим, что подключенными оказываются только те резисторы, которым соответствует «единичное» состояние разряда. При этом, если ток, определяемый 8-м разрядом, считать за  $\delta_0$ , то ток, определяемый 2-м разрядом, будет равен  $2\delta_0$  и так далее и, наконец, 7-м разрядом –  $64\delta_0$ .

В свою очередь, УЛ управляется сигналами, поступающими от преобразователя последовательного симметричного натурального кода в параллельный ПК.

В схеме ИЭТ имеется также некоммутируемый резистор  $2R$ , который, добавляя к току нагрузки величину  $\delta_0/2$ , снижает абсолютное значение ошибки кодирования вдвое. Действительно, при кодировании/декодировании мгновенного значения меньше одного шага на выходе декодера получался бы нуль и, следовательно, ошибка лежала бы в пределах от 0 до  $-\delta_0$ . При прибавлении же к полученной величине значения  $\delta_0/2$ , ошибка оказывается в пределах от  $+\delta_0/2$  до  $-\delta_0/2$ . Таким образом, если на вход декодера поступает комбинация 11011001, то на его выходе получаем импульс с амплитудой  $+64\delta_0 + 16\delta_0 + 8\delta_0 + 1\delta_0 + 0,5\delta_0 = +89,5\delta_0$ , а при поступлении комбинации 00111110 –  $-32\delta_0 - 16\delta_0 - 8\delta_0 - 4\delta_0 - 2\delta_0 - 0,5\delta_0 = -62,5\delta_0$ .

Рассмотрим теперь принцип действия кодера взвешивающего типа, функциональная схема которого приведена на рис. 3.19.

Кодирование методом взвешивания заключается в сравнении кодируемого мгновенного значения со значениями, создаваемыми ИЭТ. Сравнение начинается с определения полярности мгновенного значения сигнала, затем продолжается, начиная с наибольшего

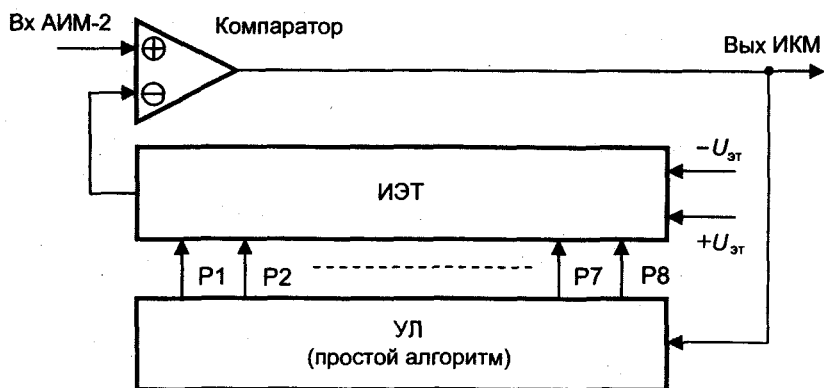


Рис. 3.19. Структурная схема кодера с линейным квантованием

эталонного значения, причем, если эталонное значение меньше мгновенного, оно сохраняется, а если больше, то отключается. Сравнение осуществляет компаратор; на его выходе появляется «1», если напряжение на входе  $\oplus$  больше, чем на входе  $\ominus$ , и «0» – если наоборот. Набор ИЭТ в 8-и разрядном кодере содержит эталоны  $\delta_0, 2\delta_0, 4\delta_0, \dots, 64\delta_0$ .

Разберем процесс кодирования на конкретном примере. Пусть величина кодируемого отсчета равна  $+53,4\delta_0$ . В первом такте все эталоны отключены и на вход  $\ominus$  компаратора поступает 0, следовательно, на его выходе (и выходе кодера) сформируется «1». Одновременно УР подключит к ИЭТ положительный источник эталонного напряжения  $+U_{эм}$ .

Во втором такте отсчет будет сравниваться с наибольшим эталоном  $64\delta_0$ . В соответствии с логикой компаратора на его выходе сформируется «0», а эталон  $64\delta_0$  отключится.

В третьем такте отсчет будет сравниваться со следующим эталоном  $32\delta_0$ . На выходе компаратора сформируется «1» и данный эталон останется подключенным.

На четвертом такте сравнение отсчета происходит с суммой эталонов  $32\delta_0$  и следующего  $16\delta_0$ . На выходе компаратора – «1», а эталон  $16\delta_0$  сохраняется.

На пятом такте отсчет сравнивается уже с суммой трех эталонов  $32\delta_0 + 16\delta_0 + 8\delta_0 = 56\delta_0$ . Поскольку  $56\delta_0 > 53,4\delta_0$ , на выходе формируются «0», а эталон  $8\delta_0$  отключается.

Аналогично на шестом такте формируется «1», на седьмом «0» и на восьмом «1». Таким образом, будет получена комбинация 10110101. Возвращаясь к работе декодера, замечаем, что без учета поправки  $\delta_0/2$  по данной комбинации будет восстановлен отсчет, равный  $+(32+16+4+1)\delta_0 = 53\delta_0$ , а с учетом поправки –  $+53,5\delta_0$ .

Из вышеизложенного следует, что, во-первых, важнейшая операция аналого-цифрового преобразования сигнала – квантование технически сочетается с операцией кодирования, и, во-вторых, для нормальной работы кодера на его вход должно подаваться неизменное значение сигнала в течение цикла его обработки. Последнее достигается при подаче на вход кодера сигналов АИМ-2.

#### **3.3.3. Кодек с нелинейной характеристикой квантования**

В § 3.2 было показано, что для обеспечения одинаковой защищенности от помех квантования во всем динамическом диапазоне сигнала следует применять нелинейное квантование. Рассмотрим,

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

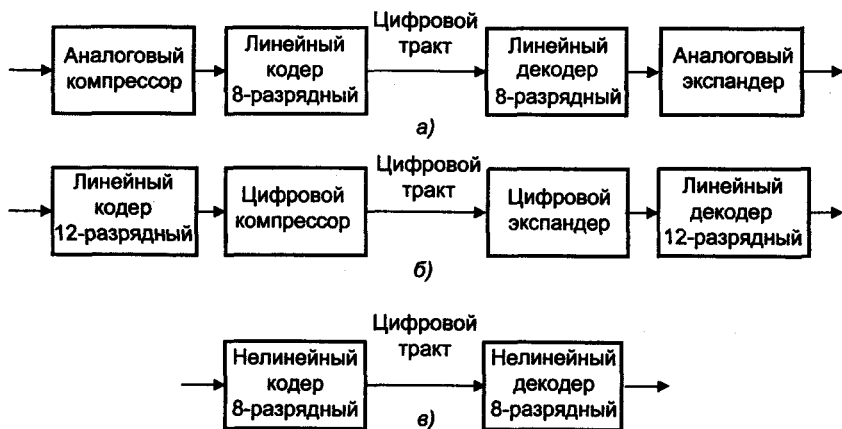


Рис. 3.20. Способы реализации неравномерной шкалы квантования

как сочетается нелинейное квантование сигнала с операциями кодирования и декодирования.

Существует несколько способов осуществить это сочетание, три из которых показаны на рис. 3.20.

Во-первых (рис. 3.20,а), можно осуществить компрессирование аналогового сигнала с последующим его кодированием на передаче и декодированием на приеме 8-разрядными линейным кодером и декодером. Такой способ применялся при создании первых ЦТС, он отличается простотой реализации кодера и декодера. Однако работа аналогового компрессора сопровождается расширением спектра сигнала, что требует увеличения частоты его дискретизации, в противном случае в канале возникнут существенные нелинейные искажения. Расширения спектра не происходит при компандировании\* сигнала по его огибающей, но в этом случае сопряжение амплитудных характеристик компрессора и экспандера оказывается довольно сложной задачей. Ошибки сопряжения характеристик также приводят к нелинейным искажениям в канале.

Во вторых (рис. 3.20,б), можно использовать линейные 12-разрядные кодер и декодер, а скорость передачи понизить посредством применения цифровых компрессора и экспандера. При цифровом компрессировании из 12-разрядных кодовых комбинаций малых сигналов удаляют нулевые старшие разряды, а из кодовых комбинаций больших сигналов удаляют малозначащие младшие разряды. Со-

\* компандирование – компрессирование и экспандирование.

вместо с сохраненными разрядами передается информация о том, какие разряды удалены (команды восстановления). На приеме кодовые комбинации дополняются до 12-разрядных нулевыми символами согласно командам восстановления. Этот способ характеризуется высоким качеством передачи, возможностью оптимизации характеристик компрессии, но достаточно сложен в реализации.

В третьих (рис. 3.20,е), возможно использовать 8-разрядные кодер и декодер, но с нелинейными характеристиками квантования, выполненные на цифровой основе. Этот способ относительно широко применяется в настоящее время, поскольку прост в реализации и обеспечивает высокое качество передачи (несколько меньшее, чем предыдущий из-за невозможности перестройки параметров компрессирования). Рассмотрим подробнее процессы декодирования и кодирования при этом способе.

Функциональная схема декодера с нелинейной характеристикой квантования типа А-87,6/13 (см. подпараграф 3.2.2) представлена на рис. 3.21. Декодер с нелинейной характеристикой имеет такую же функциональную схему, как и с линейной характеристикой (см. рис. 3.18), но более сложные узлы источника эталонных токов ИЭТ и управления логикой УЛ, которые работают следующим образом. При поступлении на вход кодового слова вида PXYZABCD, как и в

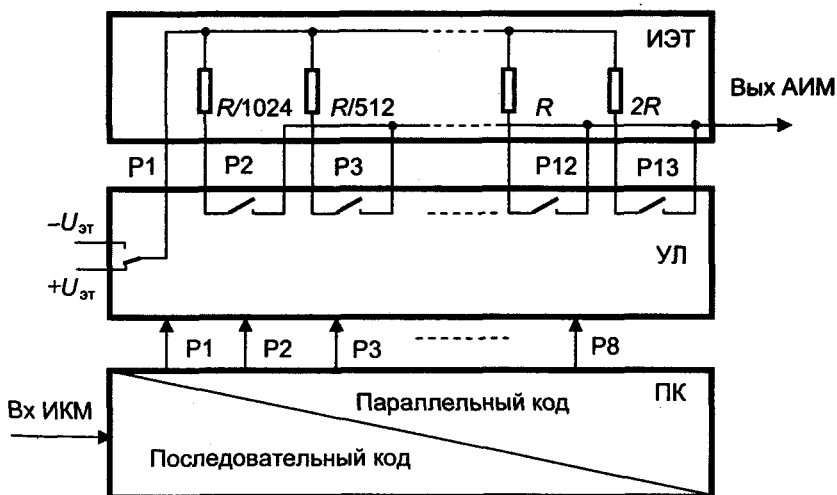


Рис. 3.21. Структурная схема декодера кодера с нелинейным квантованием



декодере с линейной характеристикой, вначале анализируется разряд  $P$ , после чего подключается эталонное напряжение соответствующего знака. Затем анализируются разряды  $XYZ$ , определяющие номер сегмента. После установления номера сегмента в соответствии с табл. 3.1 (см. подпараграф 3.2.2) в ИЭТ активизируются эталоны, соответствующие:

- началу данного сегмента  $i$ , т.е. один из эталонов:  $0\delta_0$  (нет эталона для нулевого сегмента),  $16\delta_0$ ,  $32\delta_0$ ,  $64\delta_0, \dots, 1024\delta_0$ ;

- половине величины шага данного сегмента  $\delta/2$ ;

- а также величинам  $\delta$ ,  $2\delta$ ,  $4\delta$  и  $8\delta$ .

Затем анализируются разряды  $ABCD$  и осуществляется их декодирование, как и в линейном декодере, только с применением эталонов, активизированных на предыдущем этапе. К полученному значению прибавляется значение, соответствующее началу сегмента и значение, равное половине шага квантования в этом сегменте  $\delta/2$ . Суммарная величина подается на выход декодера.

Поясним сказанное примером. Пусть на вход декодера поступила комбинация 01101110. «0» в первом разряде соответствует отрицательному мгновенному значению и далее работа проходит с отрицательными эталонами. Следующие три разряда «110» (см. табл. 3.1) соответствуют 6-му сегменту, шаг квантования в котором равен  $\delta_6 = 32\delta_0$ , а начало –  $512\delta_0$ . Последние четыре разряда «1110» соответствуют значению согласно линейному декодированию  $8 \cdot 32\delta_0 + 4 \cdot 32\delta_0 + 2 \cdot 32\delta_0 + 0 \cdot 32\delta_0 = 448\delta_0$ . На выход декодера поступит  $-(448\delta_0 + 512\delta_0 + 32\delta_0/2) = -976\delta_0$ .

Также как и декодер, кодер с нелинейной характеристикой квантования, функциональная схема которого приведена на рис. 3.22, отличается от кодера с линейной характеристикой устройством узлов ИЭТ и УЛ. При поступлении на вход кодера импульса АИМ-2, соответствующего данному мгновенному значению сигнала, вначале определяется его знак и в соответствии с этим формируется 1-й разряд ( $P$ ) кодовой комбинации. Затем в течение следующих трех тактов формируются разряды кода номера сегмента ( $XYZ$ ).

Алгоритм формирования кода номера сегмента показан на рис. 3.23. При формировании разряда  $X$  значение сигнала сравнивается с эталоном  $128\Delta_0$ . Если значение больше эталона, формируется «1» и осуществляется переход к эталону  $512\Delta_0$ . Если же меньше, то формируется «0» и осуществляется переход к эталону  $32\Delta_0$ . Аналогичные операции осуществляются при формировании разрядов  $Y$  и  $Z$ , в результате чего формируется трехразрядный код сегмента (коды показаны в нижнем ряду рисунка).

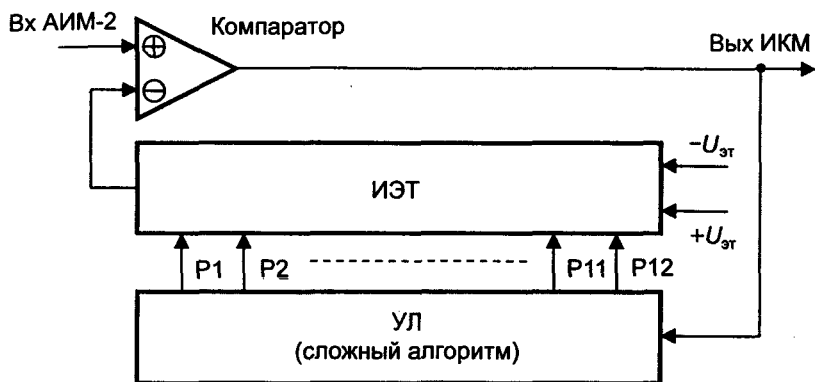


Рис. 3.22. Структурная схема кодера с нелинейным квантованием

На 4-м такте происходит также установка эталонов для кодирования шага внутри сегмента (см. табл. 3.1 подпараграф 3.2.2). Устанавливается эталон начала сегмента, шага  $\Delta_i$ , а также эталоны  $2\Delta_i$ ,  $4\Delta_i$  и  $8\Delta_i$ . Далее из значения сигнала вычитается величина, равная началу сегмента, а оставшаяся часть кодируется как и в коде с линейной характеристикой методом взвешивания.

Поясним сказанное примером. Пусть на вход кодера поступает сигнал величиной  $-1000\Delta_0$ . В первом разряде будет сформирован «0» (сигнал имеет отрицательную величину). Следующие три разряда, составят комбинацию 110 (6-й сегмент).

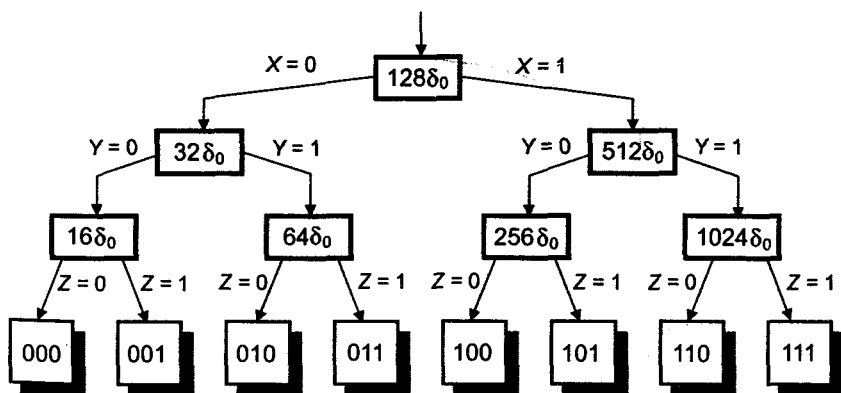


Рис. 3.23. Алгоритм формирования кода сегмента

Из табл. 3.1 видно, что начало сегмента имеет значение  $512\Delta_0$  ( $\Delta_i = 32\Delta_0$ ), а эталоны для определения кода шага равны  $32\Delta_0$ ,  $64\Delta_0$ ,  $128\Delta_0$  и  $256\Delta_0$ . Далее формируется символ первого разряда кода шага (5-го разряда кодового слова). Поскольку  $(1000 - 512)\Delta_0 = 488\Delta_0 > 256\Delta_0$ , в нем формируется «1», эталон  $256\Delta_0$  сохраняется и подключается следующий эталон  $128\Delta_0$ . Символ второго разряда кода шага также «1», поскольку  $488\Delta_0 > 256\Delta_0 + 128\Delta_0$ . Очевидно, что и в остальных разрядах будут сформированы «1» и кодовая комбинация будет 01101111. Заметим, что при декодировании будет восстановлено значение  $-1008\Delta_0$  (с учетом добавления половины шага квантования, равной  $-16\Delta_0$ ); относительная ошибка квантования составит при этом  $[(1008 - 1000)/1000] \cdot 100\% = 0,8\%$ .

Таким образом, в кодирующем устройстве данного вида содержится 11 эталонов, из которых в процессе кодирования конкретного мгновенного значения используется не более пяти.

### 3.4. Структура оконечной станции

#### 3.4.1. Функциональная схема оконечной станции первичной ЦТС

Первичными цифровыми телекоммуникационными системами называют обычно системы, в которых осуществляется аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование сигнала и формируется первичный цифровой поток. Как было показано ранее (см. гл. 1), в европейской плезиохронной цифровой иерархии таким потоком является поток, имеющий скорость передачи 2048 кбит/с. Обычно в этом потоке объединяется 32 основных цифровых канала (ОЦК, 64 кбит/с), два из которых используются для внутренних нужд системы передачи (являются сервисными).

Рассмотрим структуру оконечной станции первичной ЦСП на примере широко распространенной на телекоммуникационной сети РФ системы передачи ИКМ-30. Это оборудование относится к образцам аппаратуры прежних поколений, но ее построение позволяет наглядно продемонстрировать применение на практике рассмотренных ранее принципов преобразования сигнала.

Упрощенная функциональная схема станции показана на рис. 3.24.

Сигналы ТЧ поступают на вход/выход (точка а) приемопередатчика ПП и через дифференциальную систему ДС, разделяющую тракты приема и передачи, на вход передающей части ПП (точка б).

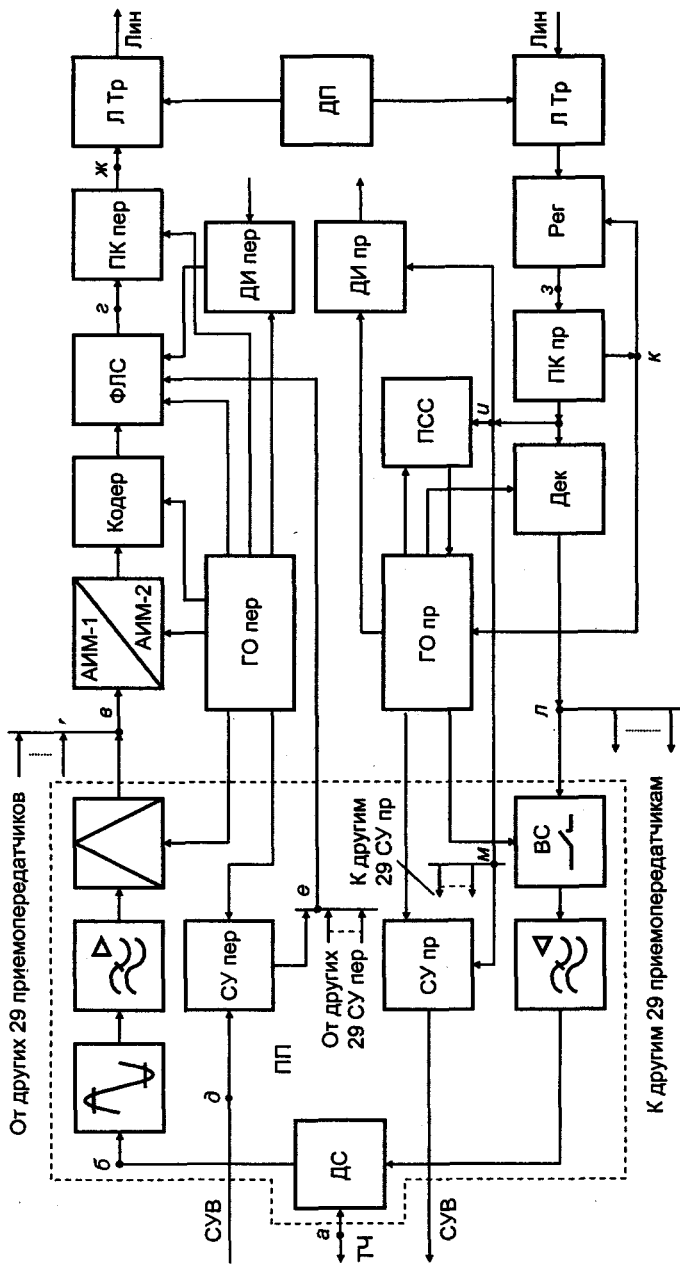


Рис. 3.24. Функциональная схема оконечной станции первичной ЦТС

## **Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов**

---

Передающая часть ПП состоит из ограничителя амплитуд, защищающего дальнейшие узлы оборудования от импульсных помех, активного фильтра нижних частот и амплитудно-импульсного модулятора. Фильтр нижних частот ограничивает полосу сигнала частотой 3,4 кГц, что обеспечивает безыскаженное восстановление АИМ сигнала на приеме. Амплитудно-импульсный модулятор (электронный ключ) дискретизирует поступающий сигнал с частотой 8 кГц. Его работой управляет соответствующая номеру канала последовательность канальных импульсов, поступающая от генераторного оборудования передачи (ГО пер). АИМ-сигналы с выходов всех тридцати ПП, смещенные друг относительно друга во времени согласно принципу временного разделения каналов, объединяются в групповой сигнал в формате АИМ-1 и поступают на вход преобразователя АИМ-1/АИМ-2 (точка в). Формат АИМ-2 (плоские вершины импульсов) необходим для удержания неизменным напряжения, соответствующего тому или иному мгновенному значению аналогового сигнала, на время его обработки кодером (Код).

Кодер заменяет импульсы, с амплитудами, равными мгновенным значениям сигналов ТЧ, канальными сигналами – восьмиразрядными кодовыми комбинациями (кодовыми словами), которые поступают на формирователь линейного сигнала ФЛС. ФЛС формирует цикл передачи (см. следующую главу), в котором помимо 30-и канальных сигналов содержатся сервисные сигналы, сигналы дискретной информации (ДИ), поступающие от передатчика ДИ пер, а также сигналы управления и взаимодействия (СУВ) телефонных каналов (точка г).

Исходные сигналы СУВ данного канала поступают от АТС на передающую часть согласующего устройства (СУ пер) по сигнальной цепи (точка д). Здесь они дискретизируются с частотой 500 Гц, объединяются по принципу ВРК (точка е) и поступают на ФЛС, где также вводятся в линейный сигнал. С выхода ФЛС линейный сигнал (точка г) поступает на преобразователь кода передачи (ПК пер). Преобразователь кода предназначен для преобразования натурального симметричного кода в линейный, принятый в данной ЦТС (о кодах в линейных трактах см. § 6.4). Далее сигнал через линейный трансформатор Л Тр, позволяющий ввести в линию ток дистанционного питания (ДП) поступают в кабель. Точка на выходе ПКпер (ж) является точкой начала первичного цифрового тракта (относится к стандартному интерфейсу сетевого узла, т.е. в ней нормируются физические, электрические и логические параметры соединения).

### Глава 3. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование

Рассмотрим приемную часть оконечной станции. Сигнал, пришедший из линии, через линейный трансформатор поступает на регенератор (Рег), который осуществляет регенерацию сигнала – восстановление его формы и временных соотношений (см. § 6.2). Восстановленный сигнал поступает на преобразователь кода (ПК пр), в котором происходит преобразование линейного кода сигнала в натуральный симметричный. Точка з перед ПК пр является точкой окончания первичного сетевого тракта и также, как точка начала (точка ж) относится к стандартному интерфейсу сетевого узла. В структуру ПК пр входит также выделитель сигнала тактовой частоты (ВТЧ). Выделенный из линейного сигнала сигнал тактовой частоты (точка к) поступает на регенератор, в котором он управляет работой решающего устройства, и на приемное генераторное оборудование ГО пр, в котором он используется для тактовой синхронизации задающего генератора ЗГ.

К выходу ПК пр (точка и) подключены:

приемник синхросигналов ПСС, который обеспечивает работу системы цикловой и сверхцикловой синхронизации (см. § 4.2);

декодер (Дек), который преобразует восьмиразрядные каналные сигналы ИКМ в АИМ сигналы;

приемные части согласующих устройств СУпр, которые выделяют и преобразуют в исходную форму сигналы управления и взаимодействия соответствующих каналов ТЧ, и направляют их на АТС;

приемник дискретной информации (ДИ пр), который выделяет и преобразует к исходному виду сигналы ДИ.

Все перечисленные устройства выделяют соответствующие сигналы из линейного сигнала по принципу ВРК, согласно импульсным последовательностям, поступающим от приемного генераторного оборудования (ГО пр).

К выходу декодера Дек (точка л) подключены приемные части тридцати приемопередатчиков ПП, которые посредством временных селекторов ВС (ключей), управляемых ГО пр, выделяют соответствующие АИМ каналные сигналы. Проходя через активные фильтры нижних частот, эти сигналы преобразуются в непрерывные сигналы ТЧ.

В современных первичных ЦТС (см. § 3.6) в приемопередатчик, называемый абонентской линейной платой, входят также устройства кодирования и декодирования. Первичный цифровой поток получается в этом случае путем объединения каналных цифровых потоков, поступающих от абонентских линейных плат, и сервисных сигналов системы передачи. Абонентские линейные платы могут

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

иметь различные модификации в зависимости от вида абонентского терминала.

### 3.4.2. Структура первичного цифрового потока

На выходе первичной ЦТС получается первичный цифровой поток со скоростью передачи 2048 кбит/с. Первичный цифровой поток в данном случае является *структурированным*, т.е. в нем можно выделить периодически повторяющиеся характерные структуры. Заметим, что в некоторых телекоммуникационных устройствах используются и неструктурированные первичные цифровые потоки.

Структура цифрового потока на выходе первичной ЦТС показана на рис. 3.25. Прежде всего, поток разделяется на сверхциклы передачи (СЦ), длительности которых равны двум миллисекундам. Сверхцикл объединяет 16 циклов передачи с нулевого (Ц0) по пятнадцатый (Ц15).

Длительность каждого цикла 125 мкс. Частота следования циклов составляет  $1/125 \cdot 10^{-6} = 8 \cdot 10^3 = 8$  кГц. Поскольку в цикле передается одна кодовая комбинация каждого канала, частота следования циклов совпадает с частотой дискретизации канальных сигналов, которая также равна 8 кГц.

Цикл передачи содержит 32 канальных интервала с нулевого (КИ0) по тридцать первый (КИ31).

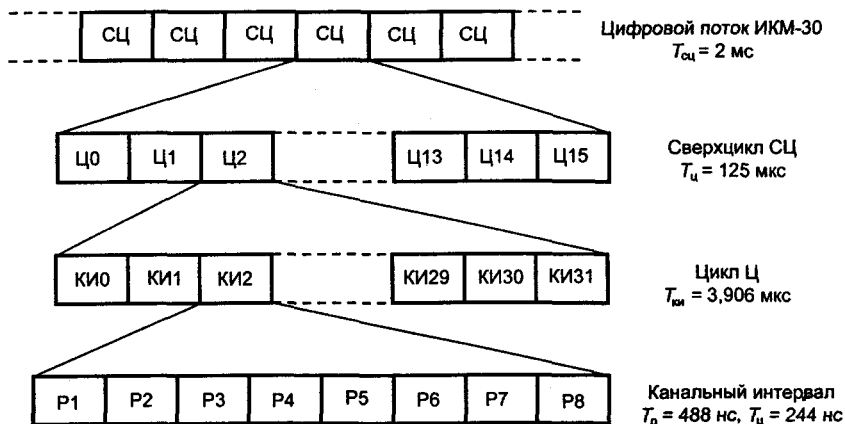


Рис. 3.25. Структура первичного цифрового потока (2,048 Мбит/с):  
 $T_{сц}$ ,  $T_{ц}$ ,  $T_{ки}$ ,  $T_p$ ,  $T_{и}$  – длительности сверхцикла, цикла, канального интервала, разрядного интервала, импульса соответственно

### Глава 3. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование

Каждый каналный интервал занимает восьмиразрядное кодовое слово (разряды с P1 по P8). Частота следования разрядных интервалов и, следовательно, битов информации в первичном потоке составляет  $8 \cdot 10^3 \cdot 32 \cdot 8 = 2048 \cdot 10^3$  бит/с (2,048 Мбит/с). В точке стыка сетевого тракта единицы передаются прямоугольными импульсами, занимающими половину разрядного (тактового) интервала, а нули – пробелами (отсутствием импульса в разрядном интервале).

В соответствии с рекомендацией МСЭ-Т G.704 существует четыре варианта структуры цикла первичного цифрового потока, которые имеют обозначения РСМ30, РСМ31, РСМ30С и РСМ31С.

Вариант РСМ30 является вариантом с канално-связанной (внутриканальной) сигнализацией. Именно такой вариант цикла ис-

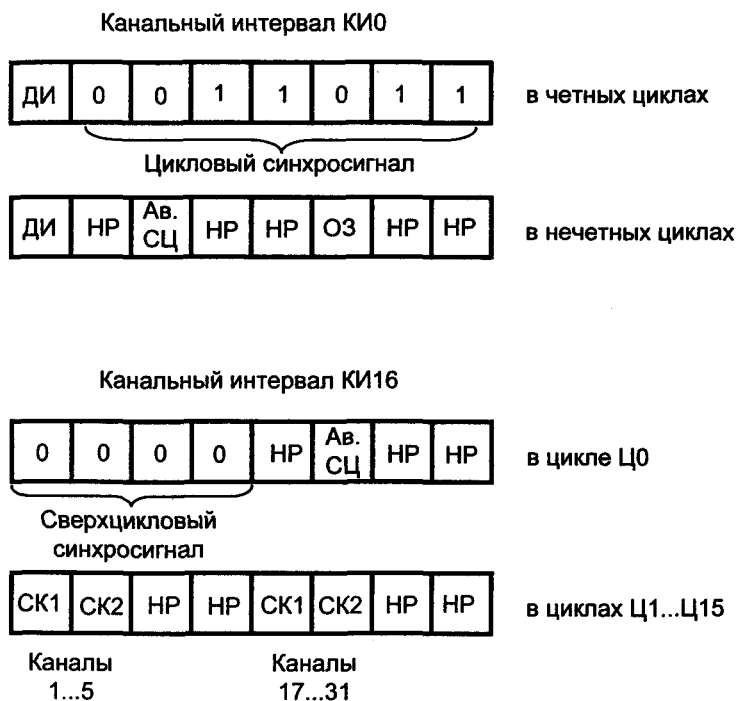


Рис. 3.26. Структура каналных интервалов КИ0 и КИ16 в цикле ИКМ-30: Ав. ЦС – потеря циклового синхросигнала; Ав. СЦС – потеря сверхциклового синхросигнала; ДИ – канал передачи дискретной информации; СК – сигнальный канал; ОЗ – сигнал контроля остаточного затухания; НР – биты, зарезервированные для нужд национальной сети



## **Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов**

пользуется в ЦТС (см. функциональную схему на рис. 3.24). Назначение тех или иных позиций этого варианта показано на рис. 3.26. В канальном интервале КИО в четных циклах передается цикловой синхросигнал (ЦС). Шесть позиций ЦС в нечетных циклах свободны (обычно на свободных позициях передаются «1»), на одной передается извещение на дальний конец о потере ЦС. Позиция ОЗ – передача результата проверки остаточного затухания, использовалась в ЦСП прежних выпусков. В канальном интервале КИ16 в цикле Ц0 передается сверхцикловой синхросигнал. В последующих циклах сверхцикла поочередно передаются сигналы управления и взаимодействия (СУВ) всех тридцати каналов ТЧ, для чего для каждого канала ТЧ организуются по два сигнальных канала СК1 и СК2. В Ц1 передаются СУВ 1-го и 16-го каналов ТЧ, в Ц2 – 2-го и 17-го и так далее. В Ц15 передаются СУВ 15-го и 30- каналов ТЧ. Таким образом, в данном варианте канальные интервалы КИО и КИ16 являются служебными, а остальные 30 (КИ1 – КИ15 и КИ17 – КИ31) служат для организации информационных каналов (каналов ТЧ).

Вариант РСМ31 является вариантом с сигнализацией по любому каналу. В этом случае сигнальных каналов не образуют, а освобожденный канальный интервал КИ16 используется для организации цифрового канала со скоростью передачи 64 кбит/с (ОЦК), который может быть передан пользователю. Остальные позиции используются так же, как и в РСМ30. Деление потока на сверхциклы в этом варианте также отсутствует. Сигналы управления и взаимодействия при этом варианте передаются обычно по системе ОКС №7 (системе отдельного канала сигнализации). Для этой системы требуется выделение одного канала из пучка каналов данного направления. Такой способ передачи СУВ является наиболее современным.

Варианты РСМ30С и РСМ31С аналогичны рассмотренным, но в них предусматривается контроль появления ошибок посредством избыточного циклического кода CRC-4. В ЦТС, работающих по кабелям с металлическими жилами, такой контроль осуществляется непосредственно в линейном тракте (см. гл. 6). При использовании оптического кабеля, контроль появления ошибок в линейном тракте в ряде случаев невозможен, что и заставляет использовать контроль посредством кода CRC.

Контроль появления ошибок посредством кода CRC-4 осуществляется следующим образом. Шестнадцать циклов передачи первичного потока РСМ31С объединяются в сверхцикл, который должен начинаться с первого бита четного цикла. Очевидно, что циклы варианта РСМ30С в сверхцикл изначально объединены. Далее блок, со-

### Глава 3. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование

стоящий из первых восьми циклов, делится по модулю два на образующий полином  $x^4 + x + 1$ . Биты CRC-4 определяются как остаток от деления блока из восьми циклов (2048 бит) на полином и помещаются в следующий сверхцикл, как это показано в табл. 3.2.

Таблица 3.2

Сверхцикл	Подсверхцикл	Цикл	Канальный интервал КИО							
			Номера битов							
			1	2	3	4	5	6	7	8
	№1	0	C1	0	0	1	1	0	1	1
		1	1	1	A	N	HP5	HP6	HP7	HP8
		2	C2	0	0	1	1	0	1	1
		3	0	1	A	N	HP5	HP6	HP7	HP8
		4	C3	0	0	1	1	0	1	1
		5	1	1	A	N	HP5	HP6	HP7	HP8
		6	C4	0	0	1	1	0	1	1
		7	0	1	A	N	HP5	HP6	HP7	HP8
	№2	8	C1	0	0	1	1	0	1	1
		9	1	1	A	N	HP5	HP6	HP7	HP8
		10	C2	0	0	1	1	0	1	1
		11	1	1	A	N	HP5	HP6	HP7	HP8
		12	C3	0	0	1	1	0	1	1
		13	E1	1	A	N	HP5	HP6	HP7	HP8
		14	C4	0	0	1	1	0	1	1
15		E2	1	A	N	HP5	HP6	HP7	HP8	

К следующему сверхциклу

C1, C2, C3, C4 – биты CRC-4;

HP – биты, зарезервированные под задачи национальной сети;

E1, E2 – биты для сообщения об ошибке CRC-4;

A – биты для срочного сообщения об аварийной ситуации;

N – биты для несрочного сообщения об аварийной ситуации.

Например, результат вычислений по циклам 0...7 (см. табл. 3.2) помещается в биты C1...C4 циклов 0, 2, 4 и 6-го следующего сверхцикла. На приемном конце биты кода также вычисляются и сравниваются с принятыми. Несовпадение вычисленных и принятых би-

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

тов свидетельствует об ошибке в принятом сигнале, извещение об этом передается на дальний конец в бите E1. Аналогично, результаты вычислений по циклам 8...15 передаются в битах C1...C4 циклов 8, 10, 12 и 14-го, извещение об ошибках передается в бите E2.

В табл.3.2 показана структура только канальных интервалов КИО циклов РСМ30С и РСМ31С, другие канальные интервалы этих циклов тождественны соответствующим канальным интервалам циклов РСМ30 и РСМ31.

Таблица 3.3

делимое										делитель				
1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1
$X^9+$	$X^8+$			$X^5+$		$X^3+$	$X^2+$		1	$X^4+$			$X+$	1
$X^9+$				$X^6+$	$X^5$					$X^5+$	$X^4+$	$X^2+$	$X$	1
	$X^8+$			$X^6+$		$X^3+$	$X^2+$		1	частное				
	$X^8+$				$X^5+$	$X^4$								
				$X^6+$	$X^5+$	$X^4+$	$X^3+$	$X^2+$						
				$X^6+$			$X^3+$	$X^2$	1					
					$X^5+$	$X^4+$								
					$X^5+$			$X^2+$	$X$					
						$X^4+$		$X^2+$	$X$	1				
						$X^4+$			$X$	1				
							$X^2$							
							0	1	0	0				
остаток														

В табл. 3.3 приведен пример операции деления полинома, отображающего произвольную комбинацию 1100101101, на образующий полином кода CRC-4. Деление осуществляется как обычно, только вычитание из делимого произведения члена частного на делитель заменяется сложением по модулю 2.

### 3.4.3. Функциональная схема генераторного оборудования

Генераторное оборудование (ГО) предназначено для формирования и распределения во времени импульсных последовательностей, управляющих работой всех узлов аппаратуры и служащих для формирования/расформирования первичного цифрового потока.

### Глава 3. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование

Генераторное оборудование передающей и приемной частей аппаратуры независимо и имеет структурную схему, показанную на рис. 3.27. Задающий генератор ЗГ формирует тактовые импульсы с частотой следования  $f_t = 2048$  кГц. Последовательность тактовых импульсов СТРОБ подается практически на все узлы аппаратуры, поскольку они обычно выполняются на цифровых микросхемах, работающих в синхронном режиме (переход схемы из одного состояния в другое возможен в таких схемах только при подаче на специальный синхронизирующий вход схемы тактового импульса).

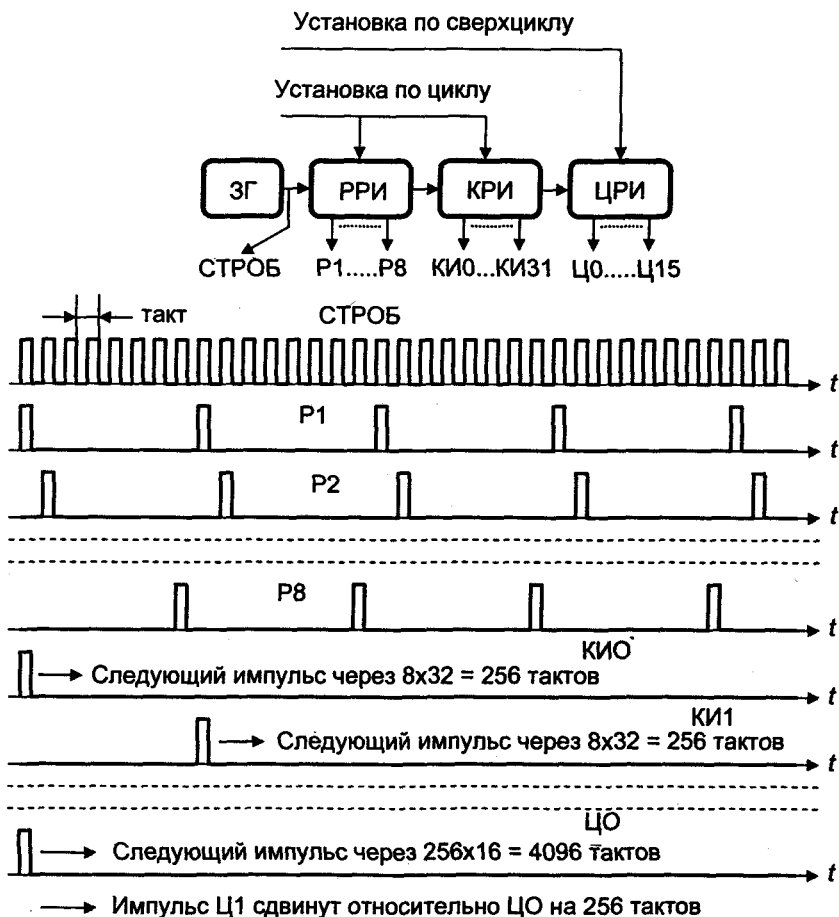


Рис. 3.27. Структурная схема ГО

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

Разрядный распределитель импульсов РРИ из тактовой последовательности формирует  $m = 8$  разрядных последовательностей Р1...Р8 с частотами  $f_p = f_i/m = 2048/8 = 256$  кГц и сдвинутыми друг относительно друга на один тактовый интервал. Разрядные последовательности используются для управления групповыми устройствами. Канальный распределитель импульсов КРИ формирует  $N = 32$  канальных последовательности КИ0,...КИ31, с частотами  $f_k = (f_i/m)/N = 2048/8/32 = 8$  кГц., которые управляют канальными устройствами. Цикловой распределитель ЦРИ формирует последовательности с частотами  $8/16 = 0,5$  кГц, которые управляют согласующими устройствами СУВ, а также используются для формирования циклового и сверхциклового синхросигналов.

В современной аппаратуре часть функций распределителей импульсных последовательностей передается в исполнительные функциональные узлы. Так, например, увеличив число управляющих входов в ключах канальных амплитудно-импульсных модуляторов и временных селекторов, можно сократить число необходимых импульсных последовательностей с 32-х до 8-и. В этом случае окончательное формирование импульса срабатывания ключа происходит в его дешифраторе, правда, очень простом. Такое перераспределение функций уменьшает количество соединительных проводников в аппаратуре и упрощает схему ГО. В конечном счете, это повышает надежность аппаратуры и улучшает технологию его изготовления.

Задающий генератор оборудования подробно рассмотрен в подпараграфе 4.1.2.

Распределители импульсных последовательностей генераторного оборудования имеют входы установки по циклу (сверхциклу). При подаче на эти входы единицы от приемника циклового (сверхциклового) синхросигнала распределители устанавливаются в исходное состояние, соответствующее началу очередного цикла (сверхцикла).

В генераторном оборудовании используются распределители двух типов: с логической обратной связью (ЛОС) и с дешифратором. Первые используются обычно в тех случаях, когда необходимо получить весь ряд импульсных последовательностей, например, восемь разрядных последовательностей из восьми возможных. Вторые используются тогда, когда требуется получить лишь некоторые из возможных последовательностей.

На рис. 3.28 показана схема РИ с логической ОС. Распределитель предназначен для получения четырех импульсных последовательностей. Он выполнен на четырех JK-триггерах (Т1...Т4), образующих

### Глава 3. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование

регистр сдвига. Логическая обратная связь образована схемами «И» и «НЕ5». Работа его происходит следующим образом\*.

*Начало цикла.* Все триггеры в исходном состоянии. На всех входах «И» «1». В точке «а» – «1», в точке «б» – «0». Все последующие изменения происходят в моменты подачи синхросигнала («1» на входах S триггеров).

*1-й шаг.* Т1 запускается (на выходе «1», на инверсном выходе «0»). На выходе «НЕ1» появляется «1» (первый импульс первой последовательности). На первом входе «И» – «0», в точке «а» – «0», в точке «б» – «1».

*2-й шаг.* Т1 сбрасывается, Т2 запускается. На выходе «НЕ2» появляется «1» (первый импульс второй последовательности). На втором входе «И» – «0», в точке а – «0», в точке б – «1».

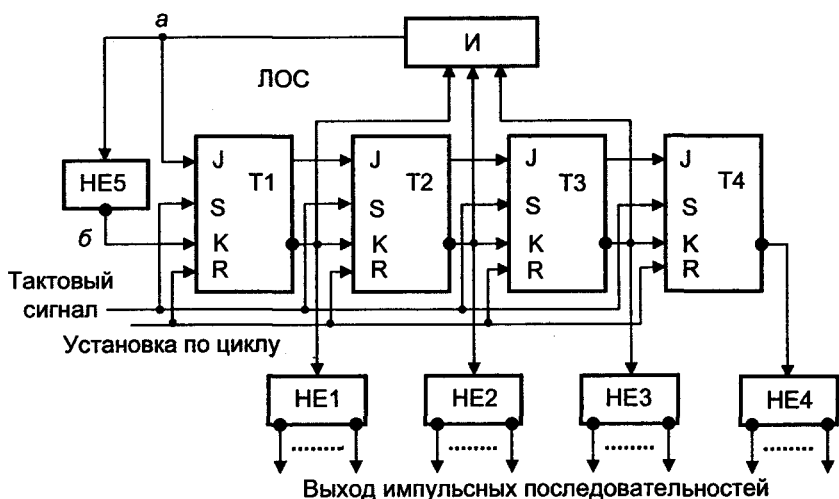


Рис. 3.28. Распределитель импульсных последовательностей с логической обратной связью

*3-й шаг.* Т2 сбрасывается, Т3 запускается. На выходе «НЕ3» по-

\* На выходе JK-триггера в исходном состоянии «0», на инверсном выходе «1». При подаче на J-вход «1», а на K-вход «0» на выходе устанавливается «1». При подаче на J-вход «0», а на K-вход «1» на выходе устанавливается «0». То же при подаче «1» на вход R установки триггера в исходное состояние. При подаче «1» на J-вход и K-вход триггер работает в счетном режиме - меняет свое состояние на обратное. При наличии синхровхода S все изменения состояний триггера возможны только при наличии на этом входе «1».

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

является «1» (первый импульс третьей последовательности). На третьем входе «И» – «0», в точке «а» – «0», в точке «б» – «1».

4-й шаг. Т3 сбрасывается, Т4 запускается. На выходе «НЕ4» появляется «1» (первый импульс четвертой последовательности). На всех входах «И» – «1», в точке «а» – «1», в точке «б» – «0». Цикл завершен.

В следующем цикле будут генерироваться вторые импульсы последовательностей и так далее. Таким образом, в данном распределителе происходит деление тактовой частоты  $f_i$  на четыре и генерация четырех импульсных последовательностей с частотами  $f_i/4$ , сдвинутых друг относительно друга на  $1/f_i$ .

Очевидно, что для получения разрядных последовательностей в нашем случае необходим РИ, выполненный на 8 триггерах. Попутно отметим, что схемы «НЕ1»...«НЕ4» являются расширительными, т.е. используются для увеличения мощности генерируемых последовательностей импульсов и развязки между нагрузками распределителя.

Схема распределителя импульсных последовательностей с дешифратором показана на рис. 3.29. Здесь JK-триггеры включены в режиме счета. Дешифратор представляет собой набор многовыходовых схем «И», подключенных в определенном порядке к параллельным шинам выходов (прямых и инверсных) триггеров.

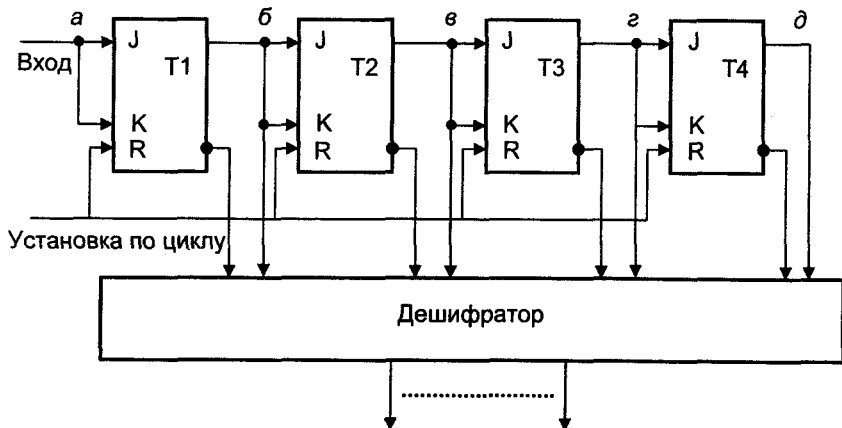


Рис. 3.29. Распределитель импульсных последовательностей с дешифратором

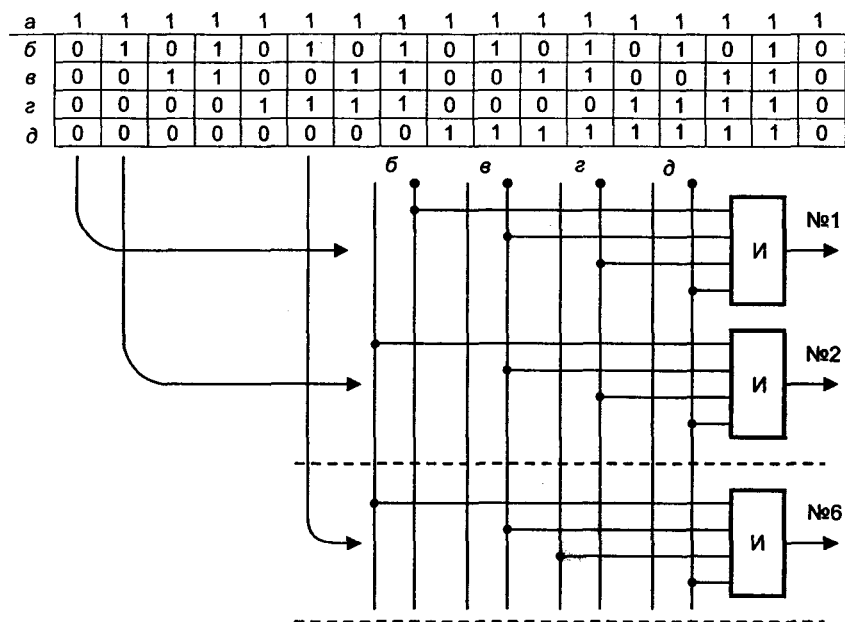


Рис. 3.30. Фрагмент схемы дешифратора

Принцип работы дешифратора поясняется рис. 3.30. В верхней части рисунка приведена таблица последовательностей состояний на прямых выходах триггеров (см. рис. 3.29). Из таблицы видно, что состояния повторяются периодически через 16 тактов. Таким образом, для получения первой последовательности с частотой  $f_t/4$ , входы соответствующей схемы «И» следует подключить к инверсным выходам триггеров в точках «б», «в», «г», «д». Для получения последовательности, сдвинутой относительно первой на шесть тактов, два входа соответствующей схемы «И» нужно подключить к прямым выходам триггеров в точках «б» и «г», а два – к инверсным в точках «в» и «д» и так далее.

### 3.5. Универсальная система первичного мультиплексирования

На современных сетях первичные цифровые телекоммуникационные системы находят широкое применение. В частности, они используются как элементы универсальных систем первичного мультиплексирования. Основными элементами таких систем являются



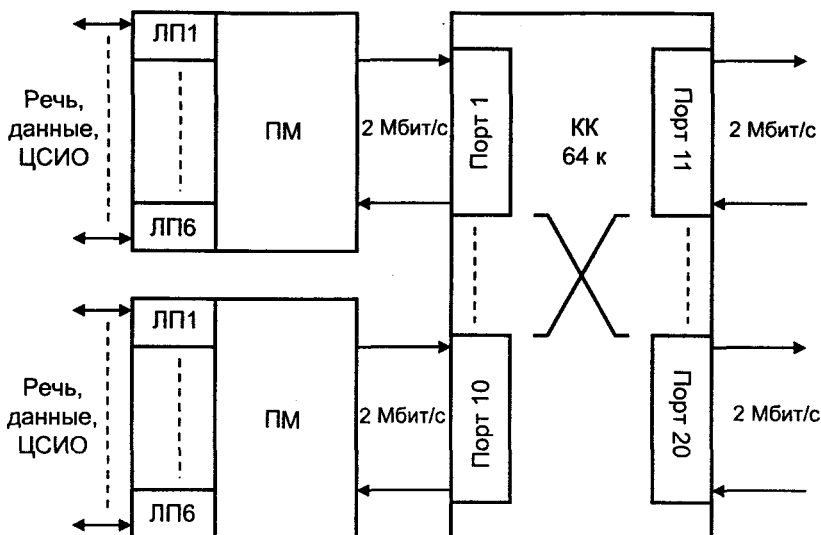


Рис. 3.31. Универсальная система первичного мультиплексирования

кроссконнекторы основных цифровых каналов (КК ОЦК) и первичные мультиплексоры (ПМ), которые называют также «гибкими» мультиплексорами, чтобы подчеркнуть их универсальность. На рис. 3.31 показаны названные элементы системы; комбинация первичных мультиплексоров и кроссконнектора представляет собой универсальный сетевой узел. Сигналы от абонентов поступают на линейные платы ЛП первичных мультиплексоров ПМ, преобразуются в сигналы основных цифровых каналов ОЦК (64 кбит/с) и объединяются в стандартные первичные цифровые потоки (2 Мбит/с). Первичные цифровые потоки поступают на кроссконнектор КК ОЦК, который может осуществлять коммутацию, как первичных потоков, так и их составляющих – основных цифровых каналов (ОЦК).

Соединения в кроссконнекторе устанавливаются как между портами первичных потоков, так и временными интервалами внутри первичного потока. Кроме того, кроссконнектор обычно может обеспечивать конференц-связь и многоточечное соединение абонентов. Кроссконнектор поддерживает различные способы передачи сигналов взаимодействия и управления.

Структурная схема КК ОЦК представлена на рис. 3.32. В его состав входят: центральный блок, платы портов 2 Мбит/с (ГП), блок

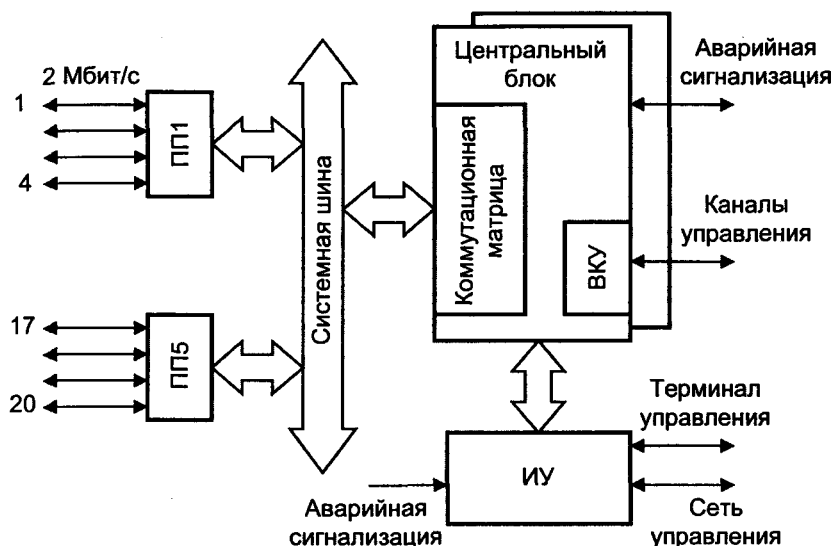


Рис. 3.32. Структурная схема кроссконнектора КК ОЦК

интерфейсов управления и системная шина. Основное назначение центрального блока: коммутация сигналов, подготовленных портами 2 Мбит/с, и переданных на коммутационную матрицу блока по системной шине. Кроме этого, центральный блок имеет в своем составе генераторное оборудование, обеспечивающее необходимыми сигналами все системы кроссконнектора. Генераторное оборудование может быть синхронизировано от внутреннего генератора, от внешнего источника и от сигнала, выделенного из потока 2 Мбит/с. Синхросигнал от генераторного оборудования выводится на внешний выход. Кроме интерфейса синхросигнала центральный блок имеет обычно внешние интерфейсы для передачи сервисной информации. Во-первых, это интерфейс встроенного канала управления (ВКУ), для которого занимает один из информационных ОЦК. Во-вторых, это интерфейсы каналов, организуемых на тех позициях циклов первичных потоков, которые предназначены для передачи извещения о срочной и отложенной авариях. В третьих, это интерфейсы каналов, образуемых на позициях цикла, зарезервированных для нужд национальной сети (см. табл. 3.2). Обычно в состав центрального блока входит также блок питания КК ОЦК. Как правило, с целью повышения надежности центральный блок дублируется (100% «горячий» резерв).

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

Помимо системной шины в состав кроссконнектора входит также шина контроля, через которую центральный блок связан с блоком поддержки интерфейсов управления (ИУ). Блок ИУ обеспечивает связь кроссконнектора с внешней сетью управления телекоммуникациями TMN. К блоку ИУ подключается также терминал оператора.

Процессор, который установлен в центральном блоке, контролирует работу всех блоков кроссконнектора, выводит аварийные сигналы и регистрирует параметры качества принимаемых сигналов.

Каждая плата портов ПП может содержать несколько портов трактов 2 Мбит/с. Каждый порт обеспечивает все основные функции, обеспечивающие параметры стандартного интерфейса (точки стыка) первичного цифрового тракта. К этим функциям относятся:

- преобразование кода сигнала из натурального в линейный и обратно;
- выделение тактовых сигналов из линейного;
- цикловая и сверхцикловая (при необходимости) синхронизация;
- контроль появления ошибок методом CRC-4.

Структурная схема первичного мультиплексора ПМ представлена на рис. 3.33. Основными узлами ПМ являются: центральный блок, линейные платы (ЛП), системная шина и шина управления и блок поддержки управляющих интерфейсов (ИУ). Универсальность

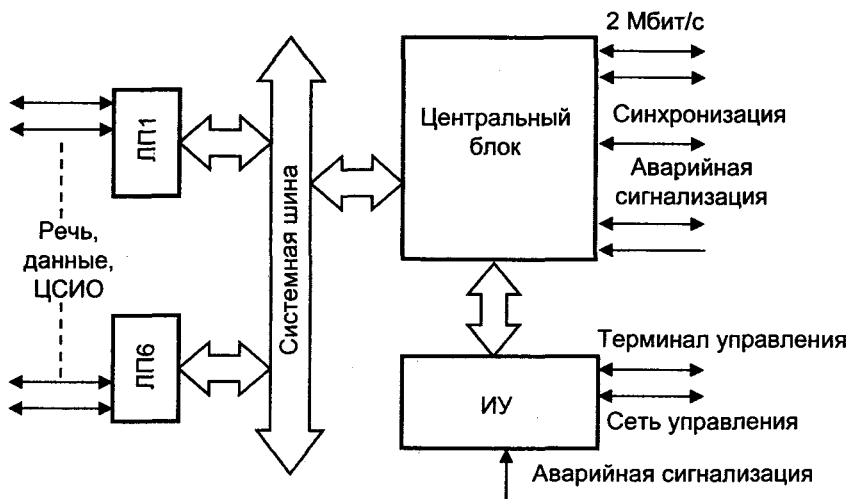


Рис. 3.33. Структурная схема первичного мультиплексора

### **Глава 3. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование**

(«гибкость») ПМ обусловлена его модульной конструкцией и широким набором линейных плат ЛП, который позволяет поддерживать несколько десятков различных абонентских интерфейсов. Список интерфейсов включает интерфейсы аналоговых абонентских установок, интерфейсы синхронной и асинхронной передачи дискретной информации в основном цифровом канале, каналов со скоростями 64-п кбит/с, интерфейсы базового и основного доступа узкополосных цифровых сетей интегрального обслуживания (У-ЦСИО) и другие. Помимо широкого набора интерфейсов абонентского доступа универсальность ПМ обеспечивается также возможностями центрального блока.

Возвращаясь вновь к рис. 3.33, отметим, что центральный блок мультиплексора помимо стандартных интерфейсов 2 Мбит/с обладает практически тем же набором интерфейсов, что и центральный блок кроссконнектора. Управление мультиплексором осуществляется через блок поддержки интерфейсов управления ИУ, который через шину управления соединен с центральным блоком.

Для передачи первичных цифровых потоков кроссконнекторы и мультиплексоры снабжаются оборудованием подключения линий различного типа. Линии могут быть выполнены как на кабеле с медными жилами, так и с оптическими волокнами. В первом случае оборудование подключения линий предусматривает подачу дистанционного питания на необслуживаемые регенерационные пункты. Оптические кабели могут содержать как многомодовые, так и одномодовые волокна, предусматривается возможность работы в окнах прозрачности 1310 и 1550 нм. В номенклатуру оборудования подключения линий обязательно входит блок удаленного сетевого окончания для организации базового доступа в узкополосную ЦСИО. Блок удаленного доступа подключается к соответствующей линейной плате мультиплексора.

Универсальная система первичного мультиплексирования управляется посредством сети управления, которая может иметь выход на сеть управления телекоммуникациями ТМН (см. гл. 12). Для управления работой системы ее компоненты разделены на индивидуальные сетевые элементы – логические блоки. Сеть управления имеет однородную базовую структуру и содержит последовательную шину данных, к которой можно подключить до нескольких десятков сетевых элементов. Для данной шины один из сетевых элементов назначается ведущим (концентратором). Используя каскадное соединение концентраторов, всю сеть управления можно реализовать в виде многоуровневой иерархической структуры с «вертикальной» передачей управляющего трафика.

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

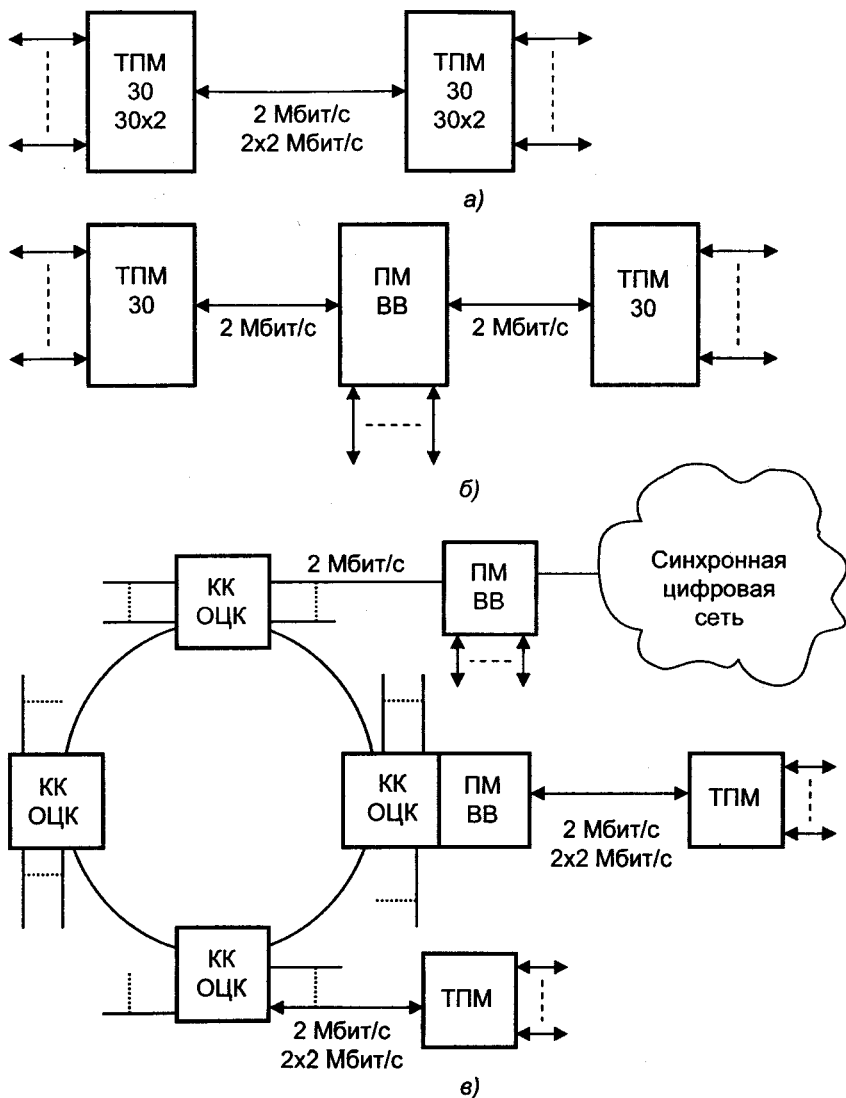


Рис. 3.34. Примеры применения универсальной системы первичного мультиплексирования:  
 а – соединение терминальных первичных мультиплексоров, б – соединение с мультиплексором ввода/вывода, в – кольцевое соединение с кросс-коннекторами

### **Глава 3. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование**

Центральный блок образует интерфейс между линейными платами и портами первичных цифровых потоков 2 Мбит/с. При этом мультиплексор может быть сконфигурирован как оконечный (терминальный) или как мультиплексор ввода/вывода. На рис. 3.34,а показан вариант организации связи посредством использования двух первичных мультиплексоров как терминальных (ТПМ). Так как мультиплексоры имеют обычно два интерфейса первичных цифровых трактов, возможна передача одного первичного потока со 100% «горячим» резервом или передача двух потоков 2 Мбит/с.

Использование мультиплексора в конфигурации мультиплексора ввода/вывода ПМВВ (рис. 3.34,б) позволяет выделять и вводить потоки 64 кбит/с из первичного потока. Кроме этого, в конфигурации ПМВВ возможна организация конференц-связи и многоточечного соединения.

На рис. 3.34,в приведен пример организации разветвленной сетевой структуры с использованием первичных мультиплексоров и кросс-коннекторов. Такие сети могут играть роль сетей доступа для телекоммуникационных сетей синхронной цифровой иерархии (см. ч.2).

## Глава 4

### СИНХРОНИЗАЦИЯ ОБОРУДОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Проблемы, связанные с синхронизацией, возникли еще до широкого внедрения цифровых телекоммуникационных систем, но применение последних и особенно систем электронной коммутации сделало вопросы синхронизации весьма и весьма актуальными.

В технологии электросвязи существует четыре основных понятия синхронизации: тактовая, фазовая, цикловая и временная.

*Тактовая (частотная) синхронизация* является наиболее важным типом синхронизации, суть ее заключается в согласованности по частоте задающих генераторов всех цифровых устройств, работающих на сети. Если во всех устройствах скорости передачи с высокой точностью равны скоростям приема, то при передаче информации не будет возникать потери информации из-за периодических проскальзываний\*.

*Фазовая синхронизация* обеспечивает соответствие фаз принимаемого и генерируемого сигналов. Как правило, этот вид синхронизации важен для функционирования тех или иных элементов оборудования, т.е. для внутренних процессов в системах передачи. Например, фазовая синхронизация используется при подаче стробирующего сигнала на решающее устройство регенератора (см. § 6.2) с тем, чтобы момент принятия решения в регенераторе совпадал бы с максимумом амплитуды принимаемого импульса.

*Цикловая синхронизация* или выравнивание кадров предполагает выявление циклового синхросигнала (метки кадра) с тем, чтобы обеспечить корректную работу временного селектора на приеме, обеспечивающего доступ к компонентам цикла (см. § 5.3).

*Временная синхронизация* сводится к установлению единого времени для всех устройств сети. Обычно этот вид синхронизации

---

\* Проскальзывание – возникновение ошибки при приеме очередного символа из-за расхождения скоростей передатчика и приемника. Если скорость приемника ниже – периодически происходит пропуск очередного символа, если выше – один и тот же символ считывается два раза (см. также гл. 11).

предполагает использование системы *всемирного скоординированного времени* (UTC – Coordinated Universal Time). Это совершенно самостоятельная задача, которая может использоваться в системах защиты информации. Существуют проекты, позволяющие объединить эту задачу с задачей частотной синхронизации.

### 4.1. Тактовая синхронизация

#### 4.1.1. Способы тактовой синхронизации

Способы тактовой (частотной) синхронизации подразделяются на независимые (плезиохронные), принудительной синхронизации и взаимной синхронизации. Способы принудительной синхронизации в свою очередь подразделяются на способы «ведущий – ведомый» и «распределенный ведущий».

Плезиохронные способы используются на соединениях между сетями синхронной цифровой иерархии в случаях, когда эти сети по тем или иным причинам не могут быть синхронизированы от одного генератора.

Способы принудительной синхронизации применяются наиболее часто, причем способы типа «ведущий – ведомый» оказываются наиболее рентабельными. Способы типа «распределенный ведущий» находят применение в радиосвязи и для внутриузловой синхронизации на сетях СЦИ. Способы взаимной синхронизации наиболее совершенны теоретически, но весьма сложны и применяются по преимуществу для повышения качества первичных (ведущих) генераторов на сетях СЦИ. Здесь рассматриваются общие принципы тактовой синхронизации типа «ведущий – ведомый». «Ведущим» при этом является задающий генератор в автономном режиме, а «ведомым» – генератор с принудительной синхронизацией.

#### 4.1.2. Задающий генератор в автономном режиме

Функциональная схема задающего генератора (ЗГ) в большинстве случаев может быть сведена к схеме, показанной на рис. 4.1. Она представляет собой замкнутую петлю (петлю обратной связи ОС), состоящую из усилителя мощности, ограничителя амплитуд и избирательного устройства – резонансного контура или полосового фильтра. Ограничитель амплитуд в общем случае не является отдельным устройством, а отображает амплитудную характеристику усилителя.



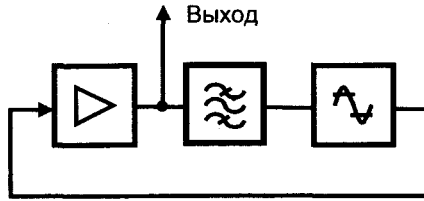


Рис. 4.1. Функциональная схема задающего генератора

Свободные колебания в такой системе возможны при соблюдении условий баланса амплитуд и баланса фаз.

$$S_n = \sum_{i=1}^n S_i = 0, \quad \varphi_n = \sum_{i=1}^n \varphi_i = 2m\pi,$$

где  $n$  – число элементов в петле обратной связи,  $m$  – целое число ( $m = 0, 1, \dots$ ),  $S_i$  – усиление  $i$ -го элемента в децибелах, а  $\varphi_i$  – фазовый сдвиг  $i$ -го элемента в радианах.

Предположим, что условие баланса фаз выполняется на частоте  $\omega_0$ , на которой тогда и происходит генерация.

Пусть под воздействием внешних факторов в каком-либо элементе  $i$  параметр  $\gamma$  изменился на  $\Delta\gamma$ , что привело к изменению фазового сдвига (и сдвига по петле ОС) на  $\Delta\varphi$ . Тогда

$$\sum_{i=1}^n \varphi_i(\omega_0, \gamma + \Delta\gamma) = 2m\pi + \Delta\varphi(\omega_0, \gamma + \Delta\gamma), \quad (4.1)$$

т.е. баланс фаз нарушился.

Восстановление баланса и, следовательно, удержание генерации происходит, **как показывает опыт**, при изменении частоты генерации на величину  $\Delta\omega$ . При этом

$$\sum_{i=1}^n \varphi_i(\omega_0 + \Delta\omega, \gamma + \Delta\gamma) = 2m\pi.$$

Воспользовавшись формулой Тэйлора и полагая, что отклонение частоты невелико  $\Delta\omega \ll 1$ , получаем

$$\sum_{i=1}^n \varphi_i(\omega_0, \gamma + \Delta\gamma) + \Delta\omega \sum_{i=1}^n \frac{\partial \varphi_i(\omega)}{\partial \omega} = 2m\pi. \quad (4.2)$$

Вычитая это выражение из (4.1), получаем

$$\Delta\omega \sum_{i=1}^n \frac{\partial \varphi_i(\omega)}{\partial \omega} = -\Delta\varphi(\omega_0, \gamma + \Delta\gamma).$$

Отсюда относительная нестабильность частоты будет равна

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -\frac{\Delta\varphi(\omega_0, \gamma + \Delta\gamma)}{\omega_0 \sum_{i=1}^n \frac{\partial \varphi_i(\omega)}{\partial \omega}}, \quad (4.3)$$

где знаменатель – фиксирующая способность генератора. Из формулы (4.3) видно, что фиксирующая способность генератора тем больше, чем выше частота генерации и выше крутизна фазовой характеристики некоторого  $i$ -го элемента. Этот элемент, обладающий по сравнению с другими наибольшей крутизной фазовой характеристики, очевидно, должен иметь параметры, мало зависящие от внешних условий (быть стабильным) и от замены элемента (обладать эталонностью). Такими свойствами обладают кварцевые резонаторы (КР).

Эквивалентная схема КР приведена на рис. 4.2,а, на рис. 4.2,б, в показаны частотные характеристики модуля полного сопротивления КР и фазового сдвига. Полное сопротивление КР характеризуется частотами  $\omega_{01}$  и  $\omega_{03}$  – последовательного и параллельного резонанса. Величины  $C_1$  и  $L_1$  эквивалентной схемы определяются собственными колебаниями кристалла,  $R$  – потерями, а  $C_0$  – емкостью кристаллодержателей. Все эти величины содержатся в техническом паспорте кварцевого резонатора.

Последовательно с КР включают  $C_n$  – подстроечный конденсатор, сдвигающий частоту последовательного резонанса  $\omega_{01}$  вправо. Частота собственных колебаний, равная  $\omega_{02}$ , находится между частотами  $\omega_{01}$  и  $\omega_{03}$  (так как в точках подключения КР сопротивление  $Z_{yc}$  обычно имеет емкостную составляющую, которую индуктивное сопротивление КР должно компенсировать).

Значения резонансных частот могут быть найдены по приближенным формулам:

$$\omega_{01} \cong 1/\sqrt{L_1 C_1};$$

$$\omega_{03} \cong 1/\sqrt{L_1 C_1 C_0 / (C_1 + C_0)};$$

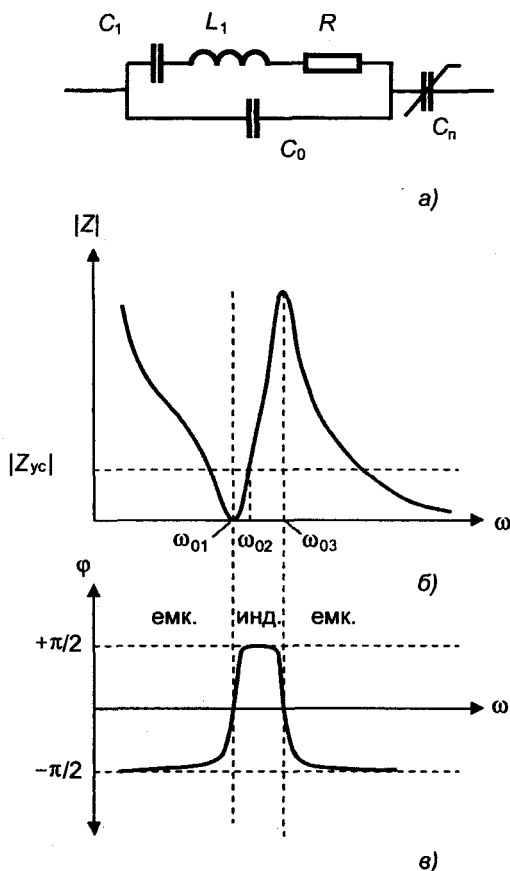


Рис. 4.2. Кварцевый резонатор:

а – эквивалентная схема; б – частотная характеристика модуля полного сопротивления; в – фазовая характеристика полного сопротивления

$$\omega_{03} / \omega_{01} \cong \sqrt{1 + C_1 / C_0}.$$

Последнее соотношение близко к единице ( $< 1,003$ ), поэтому относительные пределы регулирования частоты конденсатором  $C_n$  невелики (обычно менее 0,2%).

Задающие генераторы, стабилизированные кварцевыми резонаторами, находят широкое применение в устройствах плезियोхронной цифровой иерархии. Как будет показано далее (§ 13.1), долговре-

менная относительная нестабильность порядка  $10^{-6}$  этих генераторов вполне достаточна. В устройствах синхронной цифровой иерархии такие генераторы используются в синхронных мультиплексах в качестве местных генераторов (см. § 11.1).

### 4.1.3. Генератор с принудительной синхронизацией

Генераторы с принудительной синхронизацией («ведомые») наиболее широко применяются в цифровых телекоммуникационных системах. В системах плезеохронной цифровой иерархии – в качестве задающих генераторов приемного оборудования, в системах синхронной иерархии – в качестве местных генераторов мультиплексов (см. § 11.1).

На рис. 4.3 показана структурная схема генератора с принудительной синхронизацией. Она содержит генератор, управляемый напряжением ГУН, формирователь управляющего напряжения ФУН, фазовый детектор ФД и входное коммутирующее устройство КУ. Таким образом, в генераторе образуется петля фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ. Помимо режима принудительной (внешней) синхронизации в генераторе предусматриваются обычно режимы: внутренней синхронизации (автономный) и внешнего запуска.

Режим внутренней синхронизации является обычным для ЗГ оборудования передачи. В этом режиме петля фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ разомкнута и ГУН находится в состоянии свободных колебаний, частота которых определяется параметрами подключаемого в этом режиме кварцевого резонатора КР, т.е., равна тактовой частоте в пределах установленной нестабильности.

В режиме принудительной синхронизации кварцевый резонатор отключается, петля ФАПЧ замыкается и на ФД происходит сравнение частот сигнала, генерируемого ГУН, и сигнала от внешнего источника синхронизации, поступающего через коммутирующее уст-

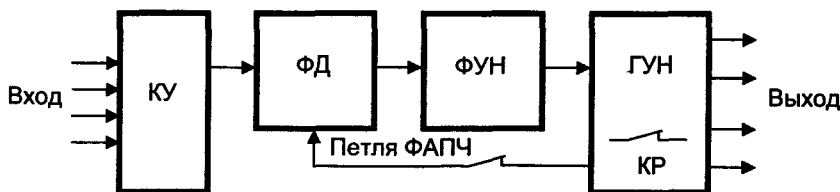


Рис. 4.3. Структурная схема генератора с принудительной синхронизацией

ройство КУ. Результат сравнения передается на ФУН, где вырабатывается напряжение, перестраивающее ГУН до тех пор, пока частота его сигнала не совпадет с частотой внешнего сигнала синхронизации. Таким образом, достигается совпадение тактовых частот передающего и приемного оборудования.

В режиме внешнего запуска размыкается не только петля ФАПЧ, но и петля обратной связи ГУН, содержащая кварцевый резонатор. В этом режиме в ГУН собственные колебания отсутствуют, его роль сводится к формированию тактовых импульсов из внешнего сигнала. Этот режим используется в устройствах плезеохронной цифровой иерархии, работающих в сети с цифровой коммутацией. В режиме внешнего запуска коммутирующие устройства и цифровые телекоммуникационные системы всех станций, как ближнего, так и дальнего конца управляются центральным высокостабильным сетевым генератором.

Коммутирующее устройство КУ позволяет подключать к генератору в качестве внешнего синхросигнала сигналы от различных источников, например от выделителя синхронизирующего сигнала, от устройств цифровой коммутации и так далее. Блок ГУН имеет несколько выходов для разных потребителей – блоков данной системы или других станционных устройств.

Генератор в режиме принудительной синхронизации способен улучшать параметры ведущего синхросигнала за счет подавления в нем фазовых флуктуаций. Подавление фазовых флуктуаций происходит тем эффективнее, чем меньше полоса пропускания фильтра нижних частот ФНЧ, входящего в состав ФУН. Однако сужение полосы ФНЧ ограничено диапазоном захвата ФАПЧ – возможностью подстройки ГУН при изменении частоты ведущего синхросигнала (в пределах допустимой ее нестабильности). В современных цифровых телекоммуникационных системах это ограничение частично преодолевается применением специальных методов, рассматриваемых в теории систем ФАПЧ. Специальные методы позволяют также реализовать режим удержания, суть которого заключается в «замораживании» выходного напряжения ФУН при кратковременном пропадании внешнего синхросигнала и удержании, таким образом, постоянной частоты генератора.

### **4.1.4. Выделение хронизирующего сигнала**

Самым распространенным способом передачи синхронизирующего (хронизирующего) сигнала в системах тактовой синхронизации является способ передачи его в составе линейного сигнала.

Обычно хронизирующий сигнал – спектральная составляющая тактовой частоты линейного сигнала. Поэтому выделение этой спектральной составляющей из линейного сигнала является весьма распространенной операцией, которая осуществляется устройством, называемым выделителем составляющей тактовой частоты (ВТЧ). Вход ВТЧ может быть подключен к линейному тракту или перед линейным регенератором (прямое выделение), или после него (обратное выделение, выделение с обратной связью). При использовании второго способа качество выделенного сигнала может быть выше (меньше фазовые флуктуации, см. подпараграф 4.1.5), но есть вероятность того, что система потеряет устойчивость (в ней возникнут самопроизвольные колебания). Как в том, так и в другом случае схема ВТЧ обычно имеет вид, показанный на рис. 4.4.

Выделитель составляющей тактовой частоты состоит из преобразователя кода ПК, ограничителя амплитуд снизу ОАН, полосового фильтра ПФ и ограничителя амплитуд сверху ОАВ. Далее на рисунке показаны фазовый корректор ФК, формирователь импульсной последовательности ФИ и линия задержки ЛЗ.

Назначение ПК – преобразовать линейный код, если в нем отсутствует составляющая тактовой частоты (см. подпараграф. 6.3.2). Например, квазитроичный код должен быть преобразован так, чтобы все импульсы имели одну и ту же полярность, в двухуровневом коде с импульсами, затынутыми на тактовый интервал, должна быть осуществлена замена данных импульсов на биимпульсы и так далее. На рис. 4.5,а показаны прямоугольные импульсы квазитроичного

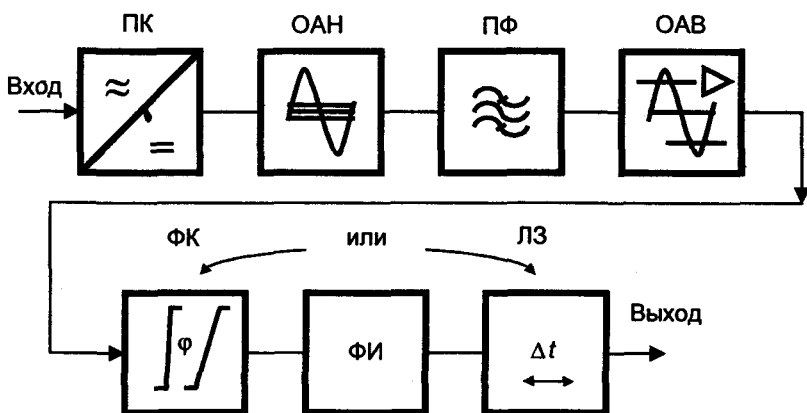


Рис. 4.4. Структурная схема ВТЧ

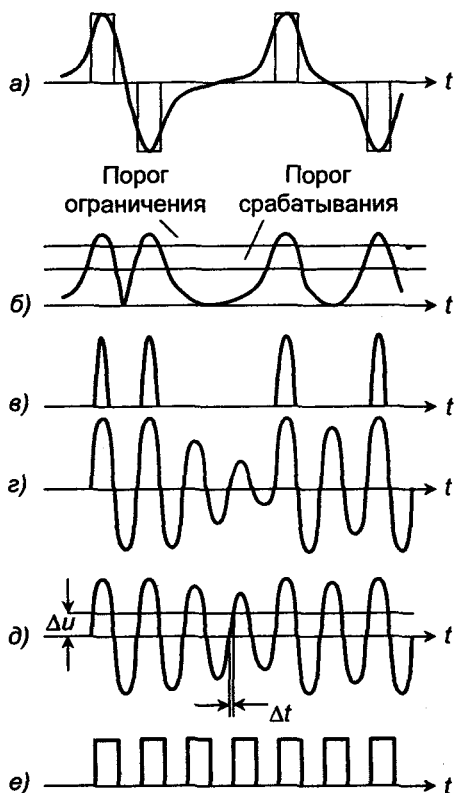


Рис. 4.5. Форма сигнала в различных точках ВТЧ

кода на передаче и их форма на приеме после коррекции искажений, а на рис. 4.5,б – форма этих импульсов на выходе преобразователя кода ПК.

Ограничитель амплитуд снизу ОАН, куда далее поступает сигнал, предназначен для увеличения скважности принимаемых импульсов. Это иллюстрируется рис. 4.5,в. Увеличение коэффициента скважности принимаемых импульсов приводит к увеличению в сигнале спектральной составляющей тактовой частоты. На рис. 4.6 показаны огибающие спектров сигнала до и после ОАН. Очевидно, что на выходе ОАН спектральная составляющая тактовой частоты имеет большую величину и, следовательно, ее выделение более надежно.

Главным элементом ВТЧ является устройство с узкой полосой пропускания, которое, собственно, и выделяет из спектра сигнала

составляющую тактовой частоты. Обычно это полосовой фильтр ПФ; на рис. 4.5,з приведена кривая на его выходе. Далее сигнал поступает на ограничитель амплитуд сверху ОАВ, стабилизирующий амплитуду сигнала (см. рис. 4.5,д). Обычно ОАВ выполняется в виде резонансного усилителя, работающего в режиме отсечки сигнала сверху. Формирователь импульсов ФИ формирует импульсную последовательность (рис. 4.5,е), которая и используется для синхронизации генераторного оборудования приемной станции. Следует отметить, что ФИ характеризуется конечным порогом срабатывания  $\Delta u$ , из-за чего формируемые импульсы оказываются смещенными во времени на случайные величины  $\Delta t$ . Иными словами, формируемые импульсы «дрожат» на оси времени, это явление носит название *джиттера* или *вандера*, если смещение происходит медленно. Джиттер, как будет показано в подпараграфе 6.2.4, приводит к увеличению числа ошибок на приеме, а вандер (см. § 3.1) является источником шумов дискретизации в каналах ЦТС. Очевидно, что эти временные или, иначе, фазовые отклонения пропорциональны величине  $\Delta u$  порога срабатывания ФИ и обратно пропорциональны скорости убывания амплитуд переходного процесса, возникающего при появлении в сигнале большого числа следующих друг за другом нулевых символов (большого пакета нулей). Скорость убывания амплитуд можно характеризовать периодом усреднения  $N_{cp}$  фильтра, т.е. числом периодов отклика на единичный импульс, при котором амплитуда отклика убывает на порядок (на 20 дБ)

$$N_{cp} = f_0 / \Delta f_{20}.$$

Здесь  $f_0$  – средняя частота полосы пропускания ПФ (в данном случае равная тактовой частоте), а  $\Delta f_{20}$  – половина полосы пропускания фильтра на уровне  $-20$  дБ. Например, в системе ИКМ-480 тактовая частота равна 34368 кГц, а полоса пропускания ПФ ВТЧ на уровне  $-20$  дБ составляет 17 кГц, что соответствует  $N_{cp} \approx 4000$ . Такие большие пакеты нулей в сигнале практически не встречаются, что гарантирует устойчивую работу ВТЧ. К сожалению, величина джиттера определяется не столько скоростью убывания амплитуды выделенного сигнала, а сколько величиной смещения частоты выделяемого сигнала относительно средней частоты полосы пропускания фильтра. При этом за счет несимметричного выделения фильтром полос непрерывного спектра, примыкающих к синхросигналу (см. рис. 4.6), последний приобретает квадратурную состав-



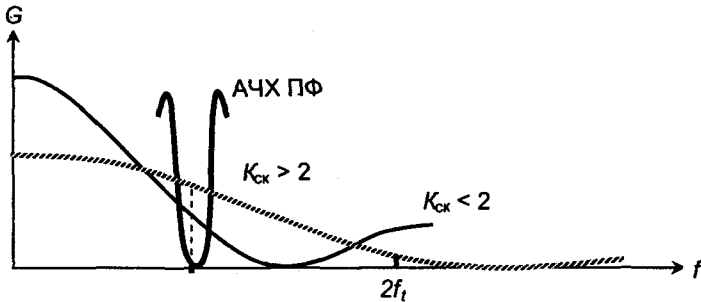


Рис. 4.6. Огибающие спектров сигнала до ( $K_{сж} > 2$ ) и после ( $K_{сж} < 2$ ) ОАН

ляющую, т.е. оказывается модулированным по фазе. Это смещение практически всегда имеет место из-за изменения (в пределах допуска) частоты задающего генератора оборудования передачи. Поэтому полосу пропускания ПФ обычно выбирают относительно широкой; так, в системе ИКМ-480 допустимая абсолютная нестабильность тактовой частоты равна  $\pm 688$  Гц, а полоса пропускания ПФ, как уже говорилось, составляет 17 кГц. Это на порядок больше величины, необходимой для захвата и удержания синхросигнала системой ФАПЧ ведомого генератора, смещение же тактовой частоты в этом случае не приводит к заметному нарушению симметрии боковых полос.

Формируемая на выходе ВТЧ импульсная последовательность используется не только для синхронизации задающего генератора генераторного оборудования, но и для управления решающими устройствами регенераторов. В дальнейшем будет показано (под-

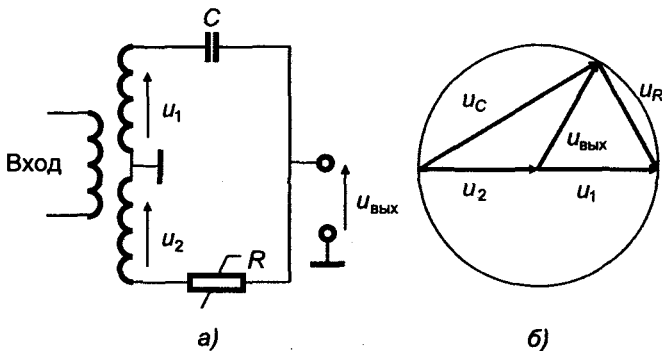


Рис. 4.7. Фазовый корректор (а) и его векторная диаграмма (б)

параграф 6.2.4), что в данном случае должна обеспечиваться возможность фазовой подстройки формируемой последовательности, т.е. ее сдвига в пределах тактового интервала. Это необходимо для того, чтобы решение о приеме импульсов сигнала принималось бы в *тактовых точках*, т.е. в моменты предполагаемых максимумов принимаемых импульсов. Такая подстройка может осуществляться или посредством аналогового фазового корректора ФК, или посредством линии задержки ЛЗ (см. рис. 4.4).

На рис. 4.7,а,б приведена часто применяемая схема ФК и ее векторная диаграмма. Из рисунка следует, что при изменении сопротивления резистора R выходное напряжение корректора меняется только по фазе, при неизменной величине его модуля.

### 4.1.5. Параметры хронизирующих сигналов

В наиболее общем случае систему синхронизации можно характеризовать параметрами синхросигналов, которые осуществляют передачу информации о тактовой частоте. При этом следует иметь в виду, что первоначальные параметры синхросигнала определяются параметрами соответствующего генератора. По мере распространения синхросигнала по сети его параметры изменяются обычно в худшую сторону за счет появления фазовых флуктуаций: быстрых – джиттера и медленных – вандера. Условной границей между джиттером и вандером считают скорость флуктуаций 10 Гц.

Рассмотрим вначале параметры генераторов: точность и стабильность частоты генерируемого сигнала, и коэффициент вариации Аллана.

*Точностью* частоты генерируемого сигнала называется относительное отклонение частоты генерируемого сигнала  $f_a$  от номинального значения  $f_0$ . Таким образом, точность равна  $|f_a - f_0| / f_0 = \Delta f / f_0$ .

*Стабильностью* частоты генерируемого сигнала называется способность данного генератора поддерживать режим генерации сигнала с заданной точностью в определенный период времени  $\Delta f / f_0(\tau)$ , где  $\tau$  – период измерений. В зависимости от длительности периода измерений различают *кратковременную* и *долговременную* стабильность. Граница между этими типами стабильности точно не определена (от одной тысячи до десяти тысяч секунд). Обычно считают кратковременной стабильностью стабильность за период в одну секунду, а долговременной – за период 1 сут (86400 с).

*Коэффициент вариации Аллана* (AVAR – Allan variance) даёт статистическую оценку стабильности. Он численно равен среднеквадратическому относительному отклонению частоты

$$\eta_{\text{Аллана}} = \sqrt{\sum_N (\Delta f / f_0)^2},$$

где  $N$  – количество измеренных величин отклонения частоты.

Основная задача синхронизации – обеспечение равенства или кратности тактовых частот всех цифровых устройств на сети преследует цель обеспечения равенства соответствующих временных интервалов во всех устройствах. Поэтому качество синхросигналов наиболее часто характеризуют такими параметрами, как:

- максимальная ошибка временного интервала (МОВИ, МТИЕ);
- девиация времени (TDEV).

Мерой времени в каждом сетевом элементе может служить фаза синусоидального (периодического) сигнала. Такой сигнал определяется выражением:

$$S(t) = A \sin \omega_0 t,$$

где  $\omega_0 = 2\pi f_0$ , а  $f_0$  – частота в герцах.

Фаза сигнала генератора пропорциональна времени  $\Theta(t) = \omega_0 t$  и для реального случая может быть представлена выражением

$$\Theta(t) = \omega_0 t + \varphi(t),$$

где  $\varphi(t)$  – фазовый шум.

От измеренного значения фазы можно перейти к оценке времени  $T(t)$

$$T(t) = \Theta(t) / \omega_0.$$

Поскольку фаза  $\Theta(t)$  случайна, функция  $T(t)$  также будет случайной функцией времени. Поэтому следует ввести понятие временной ошибки  $ОВ(t)$  (см. рис. 4.8) – разности времени, измеренного с помощью реального генератора  $T_p(t)$  и идеального генератора  $T_0(t)$ , т.е.

$$ОВ(t) = T_p(t) - T_0(t).$$

Временная ошибка зависит от длительности интервала  $\tau$ , на котором осуществляется измерение, и от положения этого интервала на оси времени. Поэтому в качестве параметров используются такие величины, как *ошибка временного интервала*  $ОВИ(t, \tau)$ , определяемая соотношением

$$ОВИ(t, \tau) = ОВ(t + \tau) - ОВ(t),$$

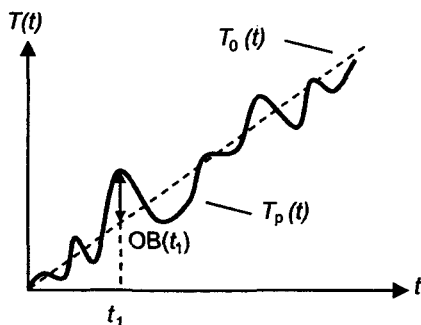


Рис. 4.8. Определение временной ошибки OB

и максимальная ошибка временного интервала  $MOVI(\tau)$ , соответствующая максимальной разности между значениями временной ошибки в пределах интервала  $\tau$ :

$$MOVI(\tau) = \max[OB(t)] - \min[OB(t)] \text{ при } 0 < t < \tau.$$

Эти параметры поясняются рис. 4.9. ОВИ и MOVI измеряются обычно в наносекундах (нс). Таким образом,  $MOVI(\tau)$  характеризует возможные пиковые ошибки временных интервалов и позволяет определить объем буферных устройств в сетевых элементах.

Статистически ошибки временных интервалов оцениваются с помощью *временной девиации TDEV*, которая является оценкой среднеквадратичной ошибки временного интервала и измеряется также в нс:

$$TDEV = \sqrt{TVAR} = \sqrt{[OB(t)]^2},$$

где черта сверху обозначает усреднение. Очевидно, что параметр

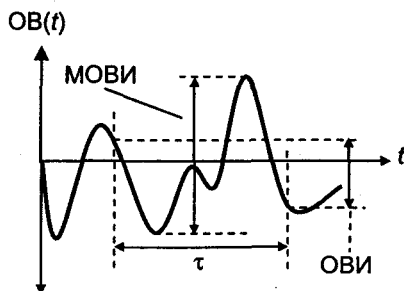


Рис. 4.9. Определение ОВИ и MOVI

*TVAR* – временная вариация – представляет собой дисперсию ошибок временных интервалов.

На рис. 4.10 показаны зависимости  $ОВ(t)$  для различных сигналов синхронизации. Зависимость 1 – отвечает идеальному синхросигналу, его ОВИ равно нулю на любом интервале измерений. Кривая 2 – соответствует синхросигналу, приходящему от точного, но нестабильного генератора, что приводит к изменениям ОВИ (вандер). Синхросигнал от стабильного, но неточного генератора 3 –, характеризуется нарастанием ОВИ с увеличением интервала измерений. Наконец, кривая 4 – соответствует неточному и нестабильному источнику синхросигнала.

Заметим попутно, что отношение ошибки временного интервала к периоду наблюдения  $ОВИ/\tau$  соответствует относительной нестабильности частоты  $\Delta f / f_0(\tau)$ .

Как уже отмечалось выше (подпараграф 4.1.2), требования к задающим генераторам систем плезиохронной цифровой иерархии не очень жесткие; для этих генераторов нормируется долговременная нестабильность частоты. Нормы эти определяются нормами на стабильность скорости передачи в соответствующих сетевых цифровых трактах (см. гл. 13). Нормирование параметров генераторов систем синхронной цифровой иерархии рассмотрено в § 11.1. Нормы на параметры синхросигналов, поступающих в составе линей-

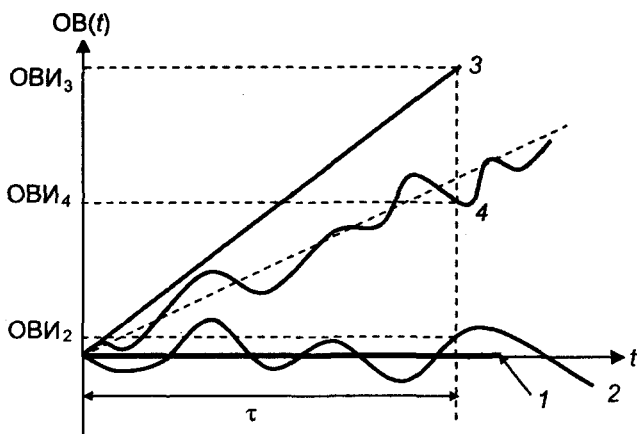


Рис. 4.10. Характеристики ОВ для различных синхросигналов:  
1 – идеального; 2 – точного, но нестабильного; 3 – стабильного, но неточного; 4 – неточного и нестабильного

ных сигналов, также как и в системах плезеохронной иерархии, определяются нормами на фазовые флуктуации в соответствующих цифровых трактах (см. гл. 13).

### 4.2. Цикловая синхронизация

#### 4.2.1. Требования к системе цикловой синхронизации

В начале гл. 4 отмечалось, что цикловая синхронизация или выравнивание кадров предполагает выявление циклового синхросигнала (метки кадра) с тем, чтобы обеспечить корректную работу временного селектора на приеме, обеспечивающего доступ к компонентам цикла (см. § 5.3).

Цикловой синхросигнал ЦСС представляет собой кодовое слово определенной структуры, занимающее жестко установленное место в цикле (см. рис. 3.26). Постоянство структуры и периодичность повторения являются признаками, по которым возможно обнаружение ЦСС и определение порядка расположения в данном потоке его компонентных составляющих: информационных символов и символов, несущих другую информацию.

Системы синхронизации должны удовлетворять следующим основным требованиям:

- среднее время удержания синхронизма между двумя его сбоями должно быть максимально;
- среднее время восстановления синхронизма при его нарушении должно быть минимальным, поскольку при этом теряется передаваемая информация и, в конечном итоге может произойти рассоединение абонентов;
- количество разрядов в синхросигнале и частота его повторения должны быть минимальными, так как необходимость передачи синхросигнала приводит к снижению пропускной способности системы передачи.

Сбой циклового синхронизма вызывается потерей синхросигнала приемником. Чаще всего это происходит из-за воздействия помех. Ниже будут рассмотрены меры, повышающие надежность приема синхросигнала.

Рассмотрим принцип действия системы циклового синхронизма. В большинстве современных ЦТС приемники циклового синхронизма построены по принципу *скользящего поиска*, который поясняется рис. 4.11. Принцип этот заключается в том, что вначале производится проверка совпадения первых поступивших на вход приемника  $b$  символов потока ( $b$  – число символов в цикловом син-

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

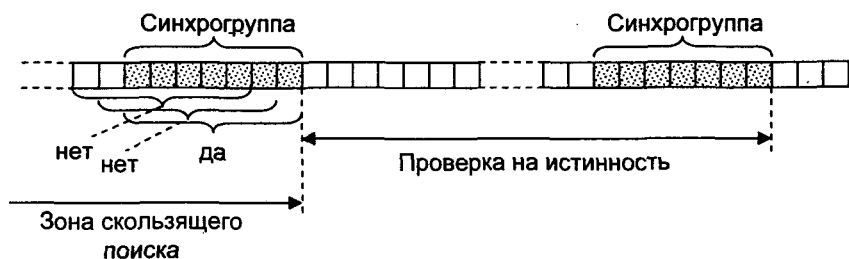


Рис. 4.11. Поиск синхросигнала

хросигнале) с комбинацией, присущей данному синхросигналу. Если эти символы не образуют комбинацию синхросигнала, производится смещение анализатора на один символ («соскальзывание» на один символ) и осуществляется анализ новой комбинации. Данная операция повторяется до тех пор, пока не будет найдена комбинация, совпадающая по своей структуре с синхросигналом. Эта комбинация может быть как истинным синхросигналом, так и ложным (случайно образованным символами других сигналов), поэтому после первого этапа – поиска синхрогруппы – осуществляется второй – проверка синхрогруппы на соответствие истинному синхросигналу (проверка синхрогруппы на истинность). Суть проверки на истинность заключается в проверке появления синхросигнала точно через интервал посылки синхросигнала в данной ЦТС. Существует, конечно, некоторая вероятность, что ложные синхросигналы также могут располагаться в потоке с такими же промежутками, как и истинные, однако, повторяя указанную проверку несколько раз подряд, можно снизить вероятность ошибки проверки на истинность до сколь угодно малой величины.

Попутно заметим, что в зоне скользящего поиска различают *зону перекрытия* – в которой анализатор захватывает хотя бы один символ истинной синхрогруппы, и *зону случайного сигнала* – содержащую все позиции, на которых формирование кодовых слов длиной  $b$  осуществляется без присоединения символов синхросигнала.

### 4.2.2. Структура и принцип действия приемника циклового синхросигнала

На рис. 4.12 представлена схема приемника циклового синхросигнала, который работает по принципу скользящего поиска. Рассмотрим подробно его различные состояния.

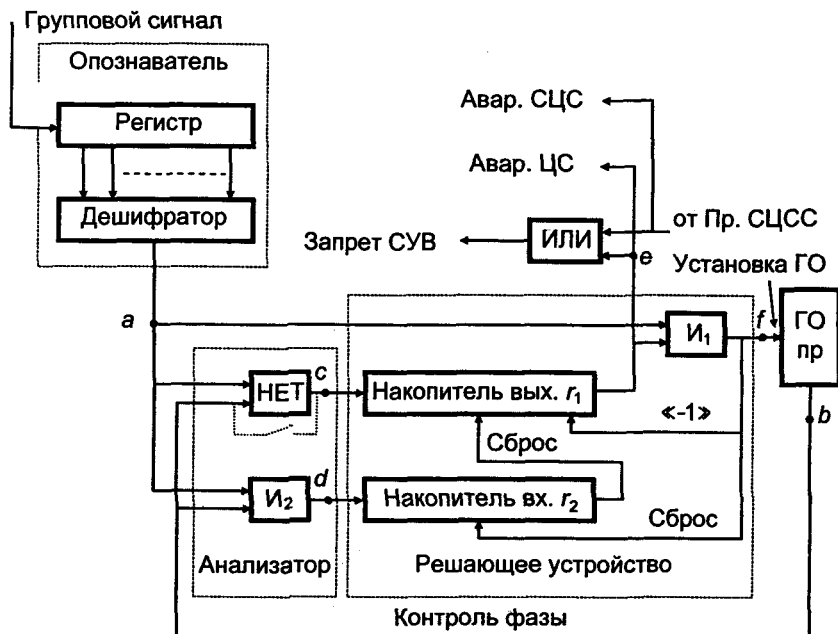


Рис. 4.12. Структурная схема приемника циклового синхросигнала

**Синхронизм.** В данный момент времени приходит истинная синхрогруппа. На выходе опознавателя (точка *a*) формируется «1». В этот же момент времени приемное генераторное оборудование ГОпр также генерирует синхрогруппу, что отмечается появлением «1» в точке *b*. На выходах анализатора формируется «0» в точке *c* и «1» в точке *d*. Поскольку такое состояние удерживается в течение нескольких посылок синхросигнала, накопитель по входу в синхронизм (с коэффициентом накопления  $r_2$ ) заполнен, а накопитель по выходу из синхронизма (с коэффициентом накопления  $r_1$ ) – разряжен. В точках *e* и *f* устанавливаются «0».

В цифровом потоке имеются ложные синхрогруппы. При попадании их на вход опознавателя в точке *a* формируется «1», но в точке *b* при этом «0», следовательно, «0» и в точках *c* и *d*. Система остается в прежнем состоянии.

**Кратковременный сбой.** Кратковременный сбой характеризуется искажением принимаемого синхросигнала (ошибками в символах синхрогруппы). В этом случае опознаватель не обнаруживает синхросигнала и в точке *a* формирует «0» в момент прохождения син-



хросигнала. В точке  $c$  на выходе анализатора появляется «1» и накопитель по выходу из синхронизма начинает заполняться. В точке  $d$  формируется «0», поэтому с выхода накопителя по входу в синхронизм сигнал «сброс» не поступает. При кратковременном сбое число искаженных подряд синхросигналов невелико и не превышает емкости накопителя  $r_1$ . Пришедший очередной неискаженный синхросигнал формирует «1» в точке  $d$ , накопитель по входу в синхронизм переполняется и сигнал с его выхода разряжает накопитель по выходу из синхронизма. Состояние синхронизма сохраняется.

*Длительный сбой.* При длительном сбое синхросигнал не опознается более чем  $r_1$  раз. Накопитель по выходу из синхронизма переполняется, на его выходе (точка  $e$ ) формируется «1», которая поступает на один из входов схемы  $I_1$  и в цепи аварийной сигнализации и блокировки согласующих устройств. Блокировка согласующих устройств необходима для предотвращения поступления на АТС ложных сигналов. С этого момента начинается новый процесс скользящего поиска: групповой поток поступает в регистр сдвига опознавателя и дешифратор бит за битом производит его анализ. При обнаружении в потоке синхрогруппы, структура которой совпадает со структурой синхросигнала, на выходе анализатора (точка  $a$ ) формируется «1», которая поступает на второй вход схемы  $I_1$ . На выходе  $I_1$  (точка  $f$ ) также формируется «1», которая поступает на ГОпр и устанавливает в нем начало четного цикла (момент формирования синхросигнала). Одновременно эта «1» разряжает последнюю ячейку накопителя по выходу из синхронизма (в точках  $e$  и  $f$  формируются «0») и полностью разряжает накопитель по входу в синхронизм. Начинается процесс проверки данной синхрогруппы на истинность. Если опознанная синхрогруппа была ложной, то через период следования синхросигнала синхросигнал не появится, в точке  $a$  сформируется «0», в точке  $b$  – «1», в точке  $c$  «1», и накопитель по выходу вновь заполняется. Продолжается процесс скользящего поиска.

*Вхождение в синхронизм.* Если опознанная синхрогруппа была истинной, то через период следования синхросигнала в точках  $a$  и  $b$  сформируются «1» и накопитель по входу в синхронизм начнет заполняться. Через  $r_2$  повторений этого процесса ( $r_2$  – число ячеек в накопителе по входу в синхронизм) накопитель по входу заполняется полностью, происходит полный разряд накопителя по выходу из синхронизма и система оказывается в состоянии синхронизма. При этом снимаются сигналы в цепях блокировки устройств и аварийной сигнализации.

Если циклы передачи данной ЦТС объединены в сверхциклы, то после установки циклового синхронизма начинается процесс установки сверхциклового синхронизма. Поскольку начало цикла установлено, приемник сверхциклового синхросигнала не осуществляет скользящего поиска, а проверяет поочередно во всех циклах позиции сверхциклового синхросигнала (например, наличие символов «0» на позициях P1 – P4 КИ16 первичной системы передачи ИКМ-30, см. рис. 3.26). При обнаружении сверхциклового синхросигнала синхронизм системы считается установленным; снимается аварийная сигнализация и блокировка согласующих устройств, работа которых связана со структурой сверхцикла.

### 4.2.3. Расчет основных параметров системы цикловой синхронизации

Произведем расчет основных параметров системы цикловой синхронизации: среднего времени удержания синхронизма  $\bar{T}_{уд}$  и среднего времени восстановления синхронизма  $\bar{T}_{вк}$ . В основу расчета положим известное из математической статистики выражение для определения среднего времени  $\bar{T}$  между пакетами из  $n$  событий, если вероятность события  $p$ , а период повторения опыта  $T$ .

$$\bar{T} = \frac{1}{1-p} \left( \frac{1}{p^n} - 1 \right) T. \quad (4.4)$$

При определении  $\bar{T}_{уд}$  в вышеприведенной формуле вероятностью события будет вероятность приема искаженной синхрогруппы  $p_{ис}$ , числом событий в пакете – число ячеек накопителя по выходу из синхронизма  $r_1$ , а периодом повторения опыта – период посылки синхросигнала. Вероятность приема искаженной синхрогруппы будет равна  $p_{ис} = 1 - (1 - p_{ош})^b$ , где  $p_{ош}$  – вероятность появления ошибки в тракте, а  $b$  – число символов в синхрогруппе. В табл. 4.1 и 4.2 приведены результаты расчета  $\bar{T}_{уд}$  ( $T = 250$  мс,  $r_1 = 4$  и  $b = 7$  принято в системе передачи ИКМ-30).

Таким образом, как и ожидалось, среднее время удержания быстро снижается с ростом коэффициента ошибок в тракте передачи. Увеличением числа ячеек накопителя по выходу из синхронизма

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

это снижение вполне можно компенсировать. Заметим, что увеличение числа символов синхросигнала довольно быстро снижает  $\tilde{T}_{уд}$  (это наблюдение понадобится при анализе среднего времени вхождения в синхронизм).

Таблица 4.1

$\tilde{T}_{уд}$ в зависимости от $\rho_{ош}$ и $r_1$ при $b = 7$ и $T = 250$ мс					
$r_1$	$\rho_{ош}$				
	$10^{-3}$	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$	$10^{-7}$
1	36 мс	360 мс	3,6 с	36 с	~6 мин
2	5,2 с	8,5 мин	14 ч	59 сут	16,2 г
3	12,3 мин	8,5 сут	23 г		
4	29,5 ч	33,1 г			
5	176 сут				
6	69 лет				

Таблица 4.2

$\tilde{T}_{уд}$ в зависимости от $b$ при $\rho_{ош} = 10^{-3}$ , $r_1 = 4$ и $T = 250$ мс						
$b$	1	2	3	4	5	6
$\tilde{T}_{уд}$	~8 лет	180 сут	36 сут	11,4 сут	4,7 сут	54 ч

Определим среднее время восстановления синхронизма  $\tilde{T}_{вх}$ . Оно определяется следующими процессами. Во-первых, в течение  $\tilde{T}_{r_1}$  происходит заполнение накопителя по выходу из синхронизма (искаженная синхрогруппа приходит более чем  $r_1$  раз), что является защитой от потери синхронизма при случайном искажении синхросигнала. Во-вторых, осуществляется скользящий поиск синхрогруппы и проверка ее на истинность в течение  $\tilde{T}_{пцс}$ . В третьих, во избежание ложного входа в синхронизм, проверка на истинность повторяется  $r_2$  раз – происходит заполнение накопителя по входу в синхронизм  $\tilde{T}_{r_2}$ . И, наконец, осуществляется вхождение в сверх-

## Глава 4. Синхронизация оборудования ЦТС

цикловой синхронизм (если существует структура сверхциклов). Среднее время этого процесса равно среднему времени поиска сверхциклового синхросигнала  $\tilde{T}_{\text{сцс}}$ . Таким образом

$$\tilde{T}_{\text{вх}} = \tilde{T}_{r_1} + \tilde{T}_{\text{пцс}} + \tilde{T}_{r_2} + \tilde{T}_{\text{сцс}}. \quad (4.5)$$

Рассчитаем эти составляющие.

Воспользовавшись формулой (4.4), определим  $\tilde{T}_{r_1}$ , положив величину пакета событий равной емкости накопителя  $r_1$ , вероятность события равной вероятности появления «1» на входе накопителя по выходу из синхронизма (точка с рис. 4.12), и считая, что появление «1» и «0» в потоке равновероятно  $p(1) = 1 - (1/2)^b$ . Результаты расчета приведены в табл. 4.3.

Таблица 4.3

Зависимость $\tilde{T}_{r_1}$ (мс) от $b$ и $r_1$ при $T = 250$ мс					
$r_1$	$b$				
	1	2	3	5	7
1	0,5	0,333	0,286	0,258	0,252
2	1,5	0,778	0,612	0,525	0,505
3	3,5	1,37	0,985	0,799	0,762
4	7,5	2,16	1,41	1,08	1,02

Среднее время заполнения накопителя по выходу из синхронизма растет пропорционально увеличению числа ячеек в нем. С ростом числа символов в синхрогруппе  $\tilde{T}_{r_1}$  убывает, но относительно медленно (снижение  $\tilde{T}_{\text{уд}}$  происходит гораздо быстрее).

Воспользовавшись формулой (4.4), несложно показать, что  $\tilde{T}_{r_2} \approx r_2 T$  (в системе ИКМ-30  $r_2 = 1$ ). Действительно, здесь вероятность события – прием истинной синхрогруппы (появление единицы в точке  $d$ )  $p = p(1) = (1 - p_{\text{ош}})^b \approx 1$ . Поэтому

$$\tilde{T}_{r_2} = \frac{1}{1-p} \left( \frac{1}{p^{r_2}} - 1 \right) T = \frac{1}{p^{r_2}} \frac{1-p^{r_2}}{1-p} T = 1 \left( \frac{1-p^{r_2}}{1-p} \right) T \approx r_2 T$$

Среднее время восстановления сверхциклового синхронизма

$\bar{T}_{\text{сцс}}$  равно полусумме наименьшего и наибольшего времен поиска сверхциклового синхросигнала. Для системы передачи ИКМ-30, например, наименьшее время соответствует случаю, когда сверхцикловой сигнал находится в данном (нулевом) цикле. Поскольку он расположен в середине цикла, а длительность цикла равна 125 мкс, наименьшее время будет  $125/2 \approx 62,5$  мкс. Наибольшее время будет, если сверхцикловой сигнал находится в последнем (15-м) цикле, и составит величину  $(15 + \frac{1}{2})125 \cdot 10^{-6} \approx 1937,5$  мкс. Таким образом, для ИКМ-30  $\bar{T}_{\text{сцс}} = (62,5 + 1937,5) \cdot 10^{-6}/2 = 1$  мс.

Расчет среднего времени поиска циклового синхронизма  $\bar{T}_{\text{пцс}}$  оказывается довольно сложным, поскольку при этом приходится учитывать также и структуру синхрогруппы. Дело в том, что кодовые слова различной структуры по-разному группируются в цифровом потоке. Так, комбинации вида 111...1 или 000...0 накладываясь друг на друга образуют пакеты максимальной длительности. Действительно, если использовать в качестве синхросигнала кодовое слово 111...1, то вероятность появления второго такого же вслед за первым при сдвиге на один тактовый интервал равна  $\frac{1}{2}$  (если вероятности появления «1» и «0» одинаковы). Кодовые слова вида 011...1 или 100...0 длиной  $b$  символов образуют пакеты наименьшей длительности, так как второе такое же слово может появиться не ранее, чем через  $b$  символов с вероятностью  $(1/2)^b$ . Кодовые слова вида 111...1 и длиной  $b$  символов называют словами с  $b$  критическими точками, а слова, которые не могут перекрываться – с одной критической точкой.

Среднее количество  $b$ -разрядных кодовых слов различной структуры в случайном цифровом сигнале одинаково, поэтому в процессе поиска синхросигнала слова с  $b$  критическими точками будут встречаться реже других из-за тенденции образовывать пакеты. Следовательно, поиск таких синхросигналов в зоне случайного сигнала\* будет происходить довольно быстро, так как вероятность появления ложного сигнала такого вида невелика. Однако в зоне перекрытия, когда проверяемая группа содержит часть символов синхросигнала, скорость поиска резко уменьшается. Пусть синхросигнал имеет вид 1111, а испытываемая группа содержит три сим-

---

\* Зона случайного сигнала содержит все позиции, на которых формирование кодовых слов длиной  $b$  осуществляется без присоединения символов синхросигнала.

вола синхросигнала и один символ, принадлежащий случайному сигналу (рис. 4.13,а). С вероятностью 0,5 этот символ соответствует «1». С этой же вероятностью будет опознан ложный синхросигнал и начнется проверка его на истинность, которая требует времени, равного периоду посылки синхросигнала. Если же синхросигнал имеет вид 0111 (рис. 4.13,б), то вне зависимости от того, каким будет символ, принадлежащий случайному сигналу, формирования ложного синхросигнала не произойдет. Однако поиск комбинаций такого вида в зоне случайного сигнала относительно замедлен, поскольку они появляются относительно часто при случайном сочетании символов цифрового потока.

Суммарное время поиска синхросигнала складывается из времени поиска в зоне случайного сигнала и времени поиска в области перекрытия. Следовательно, для минимизации среднего времени поиска циклового синхросигнала  $\tilde{T}_{\text{пнс}}$  надо оптимизировать структуру его кодового слова. Для этого можно воспользоваться формулами для определения полного среднего времени поиска синхрогруппы с одной и  $b$  критическими точками, полученными на основе анализа вероятности появления этих групп в зоне случайного сигнала и в зоне перекрытия. Для синхрогруппы с одной критической точкой это время составит

$$\tilde{T}_{\text{пнс}} = \left( \frac{a-b+1}{2^b-1} + \frac{a+b-1}{a+b} \right) T, \quad (4.6)$$

здесь  $a$  – число символов в потоке между соседними синхросигналами;  $b$  – число символов в синхрогруппе;  $T$  – период повторения синхросигнала.

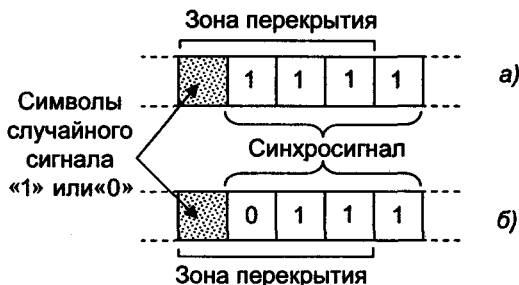


Рис. 4.13. Поиск синхросигнала в зоне перекрытия:  
 а – синхросигнал с 4-я критическими точками; б – синхросигнал с одной критической точкой

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

Для синхрогруппы с  $b$  критическими точками среднее время поиска составит

$$\bar{T}_{\text{пцс}}^* = \left[ \frac{2^{b-1}(a-b+1)}{(2^b-1)^2} + \frac{a+b-1}{a+b} + 2 \sum_{\substack{i=1 \\ b>1}}^{b-1} \frac{1}{2^i-1} \right] T. \quad (4.7)$$

В формуле (4.7) приняты те же обозначения, что и в (4.6).

На рис. 4.14 приведены графики, полученные с помощью формул (4.6) и (4.7). Время поиска на графике выражено в количестве периодов передачи синхросигнала, т.е.  $\bar{T}_{\text{пцс}}/T$ .

Для первичной ЦСП, где длительность цикла 125 мкс, синхросигнал передается через цикл ( $T = 250$  мкс), а цикловой синхросигнал состоит из 7 символов ( $b = 7$ ), число  $a = 256 \cdot 2 - 7 = 505$ , поскольку число символов в цикле равно 256. Из рисунка видно, что в этом случае относительное время поиска для структуры с одной критической точкой составит около 5 (точное значение 4,93), а для

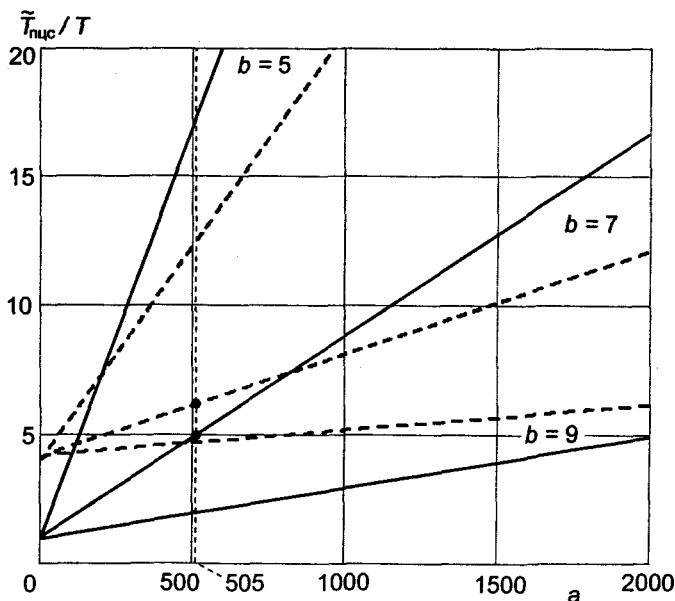


Рис. 4.14. Среднее время поиска циклового синхросигнала:  
 — — одна критическая точка; - - -  $b$  критических точек

структуры с  $b$  критическими точками – около 6,1 (точное значение 6,14). Поэтому в первичной ЦСП выбран синхросигнал вида 0011011, т.е. со структурой с одной критической точкой, а абсолютное среднее время поиска составляет

$$\tilde{T}_{\text{пцп}} \cong 5 \cdot 250 \cdot 10^{-6} = 1,25 \text{ мс.}$$

Подставляя результаты расчетов для ИКМ-30 в формулу (4.5), получаем  $\tilde{T}_{\text{вх}} = (1,02 + 1,25 + 0,25 + 1)10^{-3} \cong 3,5 \text{ мс.}$

При потере синхронизма плезиохронной цифровой системой, находящейся на более высокой иерархической ступени, может произойти потеря синхронизма и во всех подчиненных системах. Таким образом, время вхождения в синхронизм низшей (первичной) системы увеличится на время последовательного вхождения в синхронизм всех систем высшего порядка, а так как при этом связь будет прервана, потери информации могут оказаться значительными. Заметим, что время удержания синхронизма для систем низших ступеней будет снижаться за счет конечного времени удержания синхронизма в системах высших ступеней. Эти зависимости являются одним из неустранимых недостатков плезиохронной цифровой иерархии.

### 4.2.4. Улучшение параметров систем цикловой синхронизации

Прерывание телефонной связи на несколько миллисекунд из-за процесса вхождения в синхронизм вполне допустимо, но при передаче дискретной информации потери могут оказаться невозможными. Это заставляет применять способы уменьшения времени вхождения в синхронизм, которых существует несколько.

1. Отказ от сверхциклового синхронизма (уменьшает время восстановления на  $\tilde{T}_{\text{сцс}}$ ). Это возможно при использовании для передачи сигналов управления и взаимодействия технологии ОКС №7 (отдельного канала синхронизации), широко внедряемой на сети в настоящее время.

2. Независимая параллельная работа блока поиска и блока накопления по выходу из синхронизма. При этом способе время восстановления синхронизма может быть уменьшено на величину  $\Delta t_{\text{вх}}$ , определяемую как:

$$\Delta t_{\text{вх}} = \begin{cases} \tilde{T}_{r1} & \text{при } \tilde{T}_{r1} < \tilde{T}_{\text{пцс}} + \tilde{T}_{r2}; \\ \tilde{T}_{\text{пцс}} + \tilde{T}_{r2} & \text{при } \tilde{T}_{r1} > \tilde{T}_{\text{пцс}} + \tilde{T}_{r2}. \end{cases}$$



Такие приемники синхросигнала являются адаптивными к повышению вероятности искажения символов в линейном тракте. При длительном поиске синхросигнала, соответствующем режиму работы с высокой вероятностью искажения символов, генераторное оборудование не приводится к началу цикла, пока не будет найден истинный синхросигнал. Это эквивалентно увеличению емкости накопителя по выходу из синхронизма  $t_1$ . Однако, при непродолжительном поиске синхросигнала, что характерно для случая с низкой вероятностью искажения символов, емкость накопителя по выходу из синхронизма не уменьшается, что эквивалентно увеличению емкости накопителя по входу в синхронизм  $t_2$ . А это приводит к неоправданному увеличению времени восстановления синхронизма.

3. Применение приемников синхросигналов, адаптивных как к повышению, так и к понижению вероятности искажения символов в линейном тракте (полностью адаптивных приемников). Время восстановления синхронизма в полностью адаптивных приемниках по сравнению с адаптивными сокращается за счет того, что в режиме работы с низкой вероятностью искажения символов уменьшается емкость накопителя по выходу из синхронизма, а в случае высокой вероятности искажения символов уменьшается емкость накопителя по входу в синхронизм. Полностью адаптивные приемники синхросигнала имеют практически все современные ЦТС.

В ЦТС плезиохронной иерархии потеря цикловой синхронизации оказывает влияние на все компонентные системы более низкого порядка. Это влияние определяется многими факторами и подробно излагается в специальной литературе. Здесь мы остановимся на наиболее важной зависимости. Заметим вначале, что длительное отсутствие циклового синхронизма в системе высокого порядка соответствует отсутствию синхронизма во всех компонентных системах, т.е. прекращению связи по организуемым ими каналам. Это состояние наступает в случае, если сбой синхронизма в системе высшего порядка длится дольше, чем время накопления по выходу из синхронизма в системах низшего порядка, т.е. имеет место «размножение» сбоев цикловой синхронизации. Если же сбой в системе высшего порядка длится меньше времени накопления по выходу из синхронизма в системе низшего порядка, то размножения сбоев не происходит. Таким образом, для защиты от размножения сбоев необходимо чтобы вероятность превышения времени накопления по выходу из синхронизма системы низшей ступени иерархии временем восстановления синхронизма в системе высшей ступени равнялась нулю. Иными словами, «инерционность»

системы цикловой синхронизации должна быть такой, что за время процесса восстановления синхронизма в ЦТС высокого порядка в системе низкого порядка не должен начаться процесс поиска синхронизма. Наиболее очевидный способ выполнения этого условия – уменьшение времени поиска синхросигнала в системе высшей степени. Обратившись к зависимостям, представленным на рис. 4.14, замечаем, что этого можно добиться уменьшением периода передачи синхросигнала (снижением параметра  $a$ ) и увеличением числа символов в синхрогруппе (параметр  $b$ ). Структура синхрогруппы должна иметь одну критическую точку. Например, (подпараграф 4.2.3) для первичной ЦТС, у которой период повторения синхросигнала 250 мкс, число символов в синхрогруппе (с одной критической точкой) 7, а число символов между соседними синхросигналами равно 505, было найдено, что относительное среднее время поиска синхросигнала составляет 4,93, а абсолютное – 1,23 мс. У вторичной ЦТС ИКМ-120 (см. § 5.5) период повторения синхросигнала 125 мкс, число символов в синхрогруппе с одной критической точкой 8 и число символов между соседними синхросигналами 1048. Воспользовавшись соотношением (4.7) несложно подсчитать относительное среднее время поиска синхросигнала, которое равно 5,08, и абсолютное – равное 0,635 мс. Очевидно, что абсолютное среднее время поиска во вторичной системе удастся снизить за счет некоторого снижения пропускной способности тракта (синхрогруппа в этом случае больше и передается чаще). Ранее было подсчитано также, что среднее время заполнения накопителя по выходу из синхронизма в ЦТС ИКМ-30 составляет 1,02 мс. Таким образом, в данном случае выполняется условие, что с большой вероятностью при сбое синхронизма в ЦТС ИКМ-120 в компонентных ЦТС ИКМ-30 процесс поиска синхронизма не начнется (не произойдет размножения сбоев). Следует заметить, что уменьшение периода повторения синхросигнала снижает среднее время поиска синхронизма прямо пропорционально, а увеличение числа символов в синхросигнале – экспоненциально, т.е. последнее более эффективно. Следует заметить также, что снижение времени восстановления синхронизма приводит к снижению времени удержания синхронизма. В данном случае (подпараграф 4.2.3) среднее время удержания синхронизма при коэффициенте ошибок, равном  $10^{-3}$  (аварийное состояние тракта), для ЦТС ИКМ-30 составляет 29,5 ч, а для ИКМ-120 – 8,7 ч, т.е. является вполне приемлемым.

## Глава 5

# МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ ПОТОКОВ

### 5.1. Принцип и способы мультиплексирования

Многоканальные телекоммуникационные системы, в том числе и цифровые, строятся по иерархическому принципу. Цифровой поток, создаваемый цифровой телекоммуникационной системой данной ступени иерархии, получается в результате объединения нескольких потоков ЦТС предыдущей ступени. Такая операция называется временным группообразованием (ВГ) или *мультиплексированием*. Количество объединяемых потоков определяется коэффициентом мультиплексирования; в европейской плезиохронной цифровой иерархии коэффициенты мультиплексирования для всех ступеней выше первой равны четырем. Равны четырем и коэффициенты мультиплексирования синхронной цифровой иерархии (см. § 1.3).

Принцип мультиплексирования заключается в том, что на передаче объединяемые (компонентные) потоки записывают каждый в своё запоминающее устройство (ЗУ), а затем поочередно считывают на общую шину, на которой, таким образом и образуется общий (агрегатный) поток. При этом длительность импульсов компонентных потоков уменьшают, по крайней мере, в число раз, равное коэффициенту мультиплексирования. На приеме осуществляется обратная операция: из агрегатного потока поочередно считывают импульсы компонентных потоков, их длительности увеличивают до прежнего размера и подают на соответствующие выходы.

В ЦТС ПЦИ из ЗУ поочередно считывают на общую шину биты компонентных потоков, что соответствует *побитовому мультиплексированию*. В ЦТС СЦИ применяется *побайтовое мультиплексирование*, при котором поочередно считывают отрезки компонентных потоков размером в 1 байт (8 бит). При этом эти отрезки могут совпадать с восьмиразрядными канальными сигналами ЦТС первой ступени иерархии (первичных ЦТС) или не совпадать с ними. В случае совпадения говорят о *поканальном мультиплексировании*. Можно объединять потоки и по другим их структурам, например, по циклам передачи. В этом случае говорят о *посистемном мультиплексировании*.

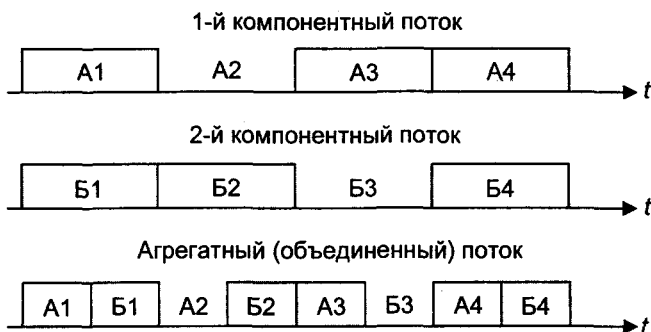


Рис.5.1. Принцип объединения цифровых потоков

Побитовое мультиплексирование двух потоков иллюстрирует рис. 5.1, а на рис. 5.2 показана структурная схема записывающего устройства одного из компонентных потоков. Второй поток имеет точно такое же ЗУ, выходы ЗУ объединены. Различие ЗУ заключается лишь в том, что последовательности импульсов считывания, подаваемые на них, сдвинуты относительно друг друга на тактовый интервал агрегатного потока для того, чтобы импульсы компонентных потоков в агрегатном потоке не перекрывались.

На приеме компонентные потоки разделяются (*демультиплексируются*) временным селектором, осуществляющим поочередное считывание импульсов агрегатного потока на первый и второй выходы. При этом возникает задача идентификации (определения) номеров принимаемых потоков, которая может быть решена, например, в результате выравнивания фазы приемника и передатчика перед началом сеанса связи. Такой способ мультиплексирования называется *синхронно-синфазным* или *синхронным с «жест-*

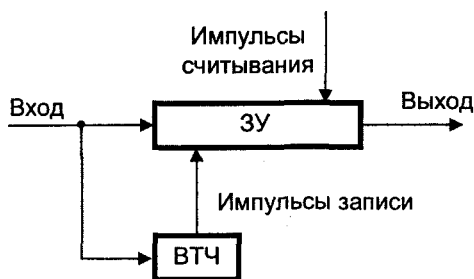


Рис. 5.2. Записывающее устройство компонентного потока

кой» фазой. На практике чаще применяется синхронное мультиплексирование с «плавающей» («мягкой») фазой, обычно его называют просто синхронным мультиплексированием. Синхронное мультиплексирование рассматривается ниже.

## 5.2. Синхронное мультиплексирование

При синхронном мультиплексировании компонентный поток записывается со скоростью, с какой он приходит, т.е. частота его записи  $f_3$  равна тактовой частоте  $f_T$ , получаемой от выделителя тактовой частоты ВТЧ. Считывание же информации из запоминающего устройства осуществляется с частотой  $f_{сч}$ , превосходящей частоту записи, как это показано на рис. 5.3. Поскольку  $f_{сч} > f_3$ , то периодически ячейки памяти ЗУ будут оказываться свободными (эти моменты отмечены на рисунке звездочками) и в считанном потоке появятся «пробелы», называемые *временными сдвигами*. Если отношение периода считывания  $T_{сч}$  к разности периодов записи  $T_3$  и считывания  $T_{сч}$  целое число, то временные сдвиги будут следовать с постоянной частотой. Так на рис. 5.3  $T_3/T_{сч} = 4/3$  и  $T_{сч}/(T_3 - T_{сч}) = 3$ , то временные сдвиги всегда отделены друг от друга тремя информационными символами. На позициях временных сдвигов передается цикловой синхросигнал агрегатного потока и другая служебная информация.

Рассмотрим принцип синхронного мультиплексирования потоков на примере вторичной ЦТС, функциональная схема которой показана на рис. 5.4. Четыре первичных компонентных потока (КП1 – КП4) поступают на входы ЗУ приемной части оборудования (рис. 5.4,а).



Рис. 5.3. Создание временных сдвигов:

а – записанная импульсная последовательность; б – импульсы считывания; в – считанная импульсная последовательность

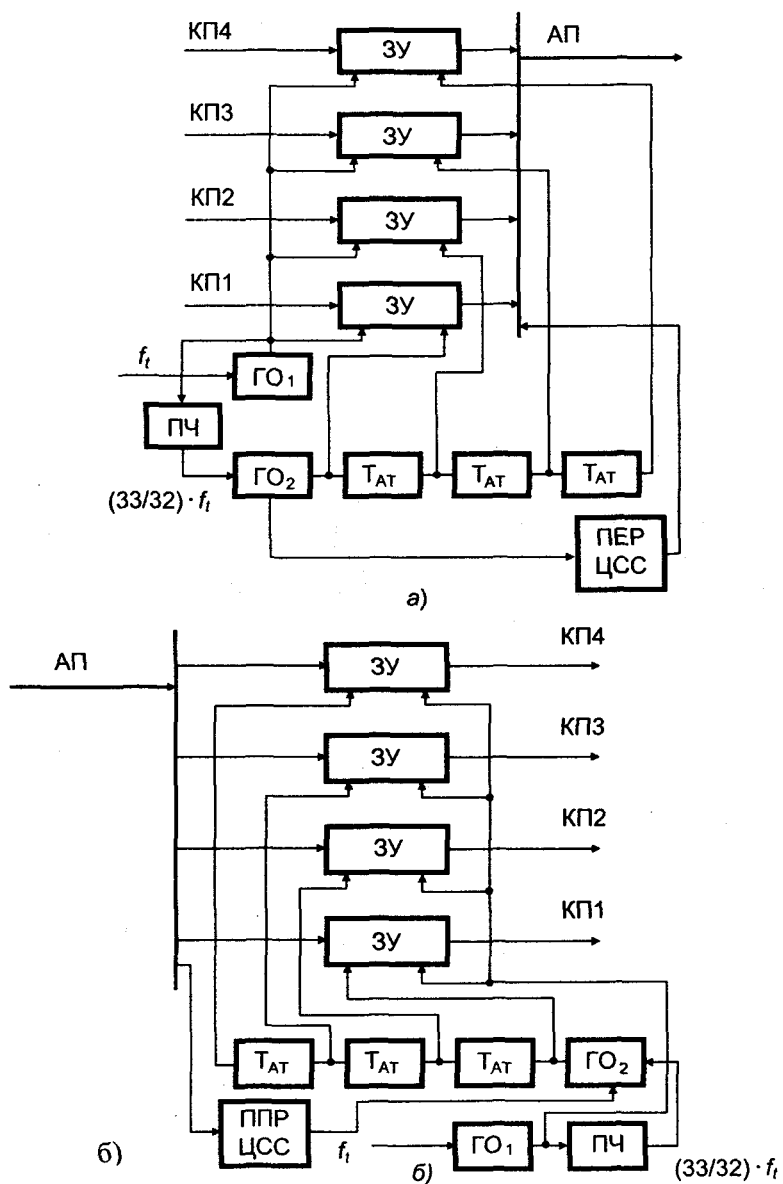


Рис. 5.4. Структура оборудования синхронного объединения потоков: а – приемная часть, б – передающая часть

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

Импульсы записи подаются от генераторного оборудования  $ГО_1$ , синхронизированного тактовой частотой компонентных потоков  $f_3 = =f_i$  ( $f_i$  одинакова для всех компонентных потоков, поскольку по определению они синхронны).

Считывание импульсов осуществляется с частотой  $f_{сч} = (33/32) \cdot f_i$ , а так как ЗУ имеет две ячейки памяти, временные сдвиги, равные двум импульсным позициям, следуют через 64 интервала. Импульсные последовательности считывания вырабатываются генераторным оборудованием  $ГО_2$ , синхронизированным частотой, получаемой от преобразователя частоты ПЧ, и равной  $(33/32) \cdot f_i$ . Считывание с различных ЗУ осуществляется со сдвигом  $T_{ат} = T_{сч} / 4$ . Считываемые импульсы подаются на общую шину, где и объединяются в агрегатный поток. Временные сдвиги в различных КП следуют друг за другом, поэтому в агрегатном потоке они образуют восьмиразрядные пакеты, используемые для передачи циклового синхросигнала и другой служебной информации. Цикловой синхросигнал формируется передатчиком циклового синхросигнала ПЕР ЦСС.

Очевидно, что тактовая частота агрегатного потока  $f_{та} = =4 \cdot (33/32) \cdot f_i$  и, следовательно, если скорость передачи компонентного потока равна 2048 кбит/с, то скорость агрегатного составит  $4 \cdot (33/32) \cdot 2048 = 8448$  кбит/с. Заметим, что скорость передачи служебной информации в агрегатном потоке будет равна  $4 \cdot (33/32) \cdot 2048 - 4 \cdot 2048 = 256$  кбит/с.

В приемной части оборудования (рис. 5.4,б) из агрегатного потока АП в ЗУ поочередно записываются импульсы компонентных потоков. Момент начала записи устанавливается приемником циклового синхросигнала ПР ЦСС, импульсы записи вырабатываются  $ГО_2$ . Считывающие импульсы вырабатываются  $ГО_1$ , которое синхронизировано частотой  $f_i$ .

$ГО_2$  можно синхронизировать тактовой частотой агрегатного потока, поделенной на 4, а  $ГО_1$  частотой, равной  $(32/33)f_3$ . Однако, на практике, если вторичная ЦСП объединяет синхронные потоки, синхронизация генераторного оборудования всегда осуществляется частотой  $f_i$ .

### 5.3. Мультиплексирование асинхронных потоков

При синхронном объединении потоков отношение  $T_{сч} / (T_3 - T_{сч})$  является целым числом. Если же компонентные потоки синхронизированы автономными генераторами, то периоды их записи несколько различаются и, следовательно, указанное соотношение в общем случае изменяется во времени и целым числом не является.

ся. Этот случай соответствует асинхронному мультиплексированию. Поскольку отличие тактовых частот объединяемых потоков относительно невелико (см. § 13.1), их мультиплексирование часто называют *плезеохронным*.

Отклонение отношения  $T_{сч} / (T_3 - T_{сч})$  от целого числа говорит о том, что временные сдвиги должны смещаться со своих позиций. Величина этого предполагаемого смещения называется *временной неоднородностью*, которая в общем случае может быть как положительной (временной сдвиг наступает раньше), так и отрицательной (временной сдвиг наступает позже). Однако смещение временных сдвигов недопустимо, поскольку при этом невозможно будет осуществить передачу циклового синхросигнала (его позиции во времени должны быть строго постоянны), и, следовательно, произвести разделение компонентных потоков на приеме. Чтобы временные сдвиги в агрегатном потоке не меняли своих позиций, временные неоднородности следует компенсировать. Это достигается периодическим вводом дополнительных (незначущих) позиций (*вставок*) в относительно медленно поступающие компонентные потоки и соответственно изъятием импульсов из потоков, поступающих с повышенной скоростью. В последнем случае эти импульсы должны быть также переданы, для чего выделяются специальные позиции на временных сдвигах.

На приеме вставки удаляются, а дополнительно переданные импульсы вставляются в компонентные потоки на соответствующие места. Эти операции осуществляются по командам, которые формируются на передаче и передаются на позициях временных сдвигов. Таким образом, на передаче осуществляется *побитовая синхронизация* компонентных потоков с агрегатным потоком, а на приеме – восстановление исходных скоростей компонентных.

Ввод вставок в относительно медленные потоки называется *положительным согласованием* скоростей передачи, а изъятие значущих импульсов и передача их на специальных позициях – *отрицательным согласованием*. Сочетание положительного и отрицательного согласования называется *двусторонним согласованием* скоростей передачи компонентных потоков. Сказанное поясняется диаграммами, приведенными на рис. 5.5.

Верхний ряд диаграммы рис. 5.5,а отображает последовательность импульсов считывания компонентного потока с тактовой частотой, несколько ниже номинальной. Поэтому периоды импульсов записи  $T_3'$  этого потока больше номинального  $T_3$  на величину  $\delta_r$ . В результате возникает временная неоднородность  $\Delta t = n\delta_r$ , которая



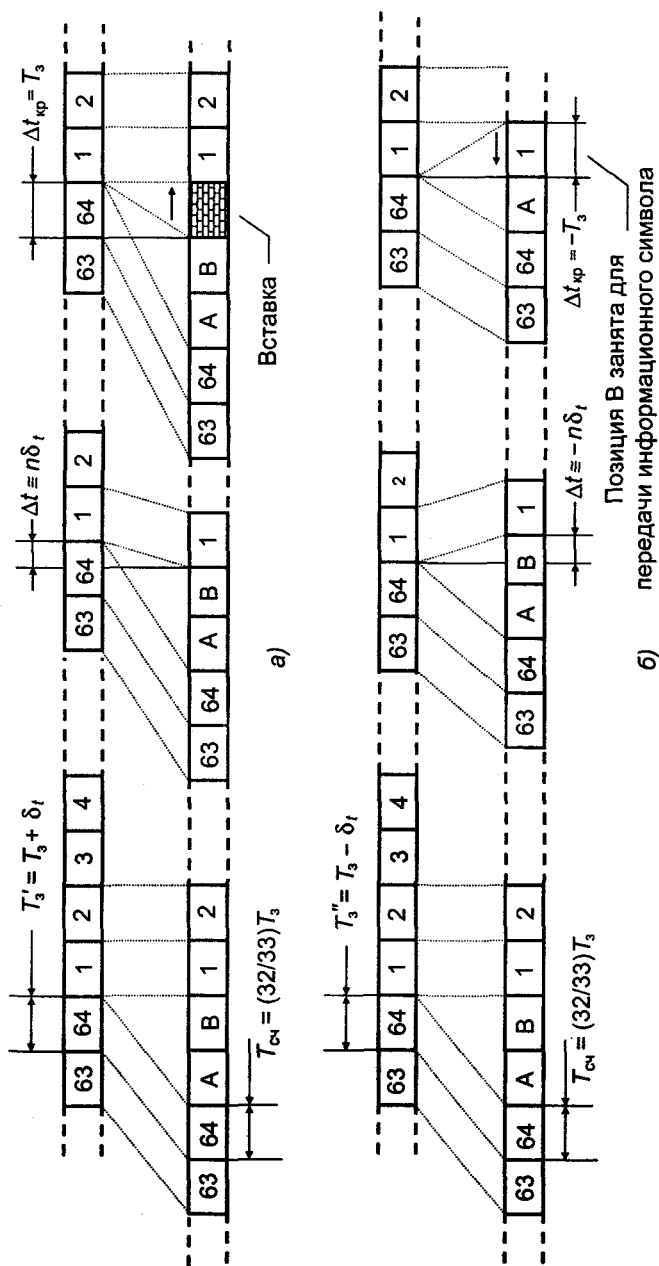


Рис. 5.5. Временные диаграммы асинхронного объединения потоков: а – объединение с положительным согласованием; б – объединение с отрицательным согласованием

через некоторое время достигает критического значения  $\Delta t_{кр} = T_3$ . Нижний ряд отображает последовательность импульсов считывания, период которых равен  $T_{сч} = (32/33)T_3$ . В запоминающем устройстве предусмотрено две ячейки памяти для получения временного сдвига, поэтому через 64 импульса считывания образуется двухпозиционный временной сдвиг АВ. Когда временная неоднородность достигает критического значения, в последовательность импульсов считывания вводится вставка, которая и компенсирует накопившуюся неоднородность. Заметим, что вставка представляет собой исключение импульса из последовательности считывания, т.е. остановку процесса считывания на время, равное  $T_{сч}$ .

Процесс отрицательного согласования иллюстрирует рис. 5.5,б. Компонентный поток поступает со скоростью, несколько больше номинальной, поэтому периоды его импульсов записи  $T_3$  укорочены на величину  $\delta$ . Из-за этого возникает отрицательная временная неоднородность  $\Delta t = -nt$ , которая по достижении ею критического значения  $\Delta t = -n\delta_t$ , компенсируется за счет считывания очередного импульса на позиции В ближайшего временного сдвига.

Отрицательное согласование не имеет каких-либо преимуществ перед положительным, а аппаратная реализация его заметно сложнее. Поэтому отрицательное согласование самостоятельно не применяется. Традиционно в отечественных системах плезиохронной цифровой иерархии применялось двустороннее согласование, а в европейских – одностороннее (положительное). В настоящее время двустороннее согласование широко применяется на стыках плезиохронных и синхронных телекоммуникационных систем, поскольку оно обеспечивает несложный переход от асинхронного режима работы к синхронному, который все больше получает распространение на цифровых сетях связи. При двустороннем согласовании синхронный режим соответствует послылкам нейтральных команд (нет согласования), а при одностороннем согласовании синхронный режим невозможен принципиально, поскольку скорость считывания объединяемых потоков всегда должна быть выше скорости записи.

Кроме этого оборудование временного группообразования с двусторонним согласованием скоростей более устойчиво к размножению сбоев цикловой синхронизации, т.е. к возникновению сбоев цикловой синхронизации в системах низшей ступени иерархии при сбое цикловой синхронизации на более высоком уровне. Это связано с тем, что в системах с односторонним согласованием за время сбоя синхронизации формируется достаточно большое число

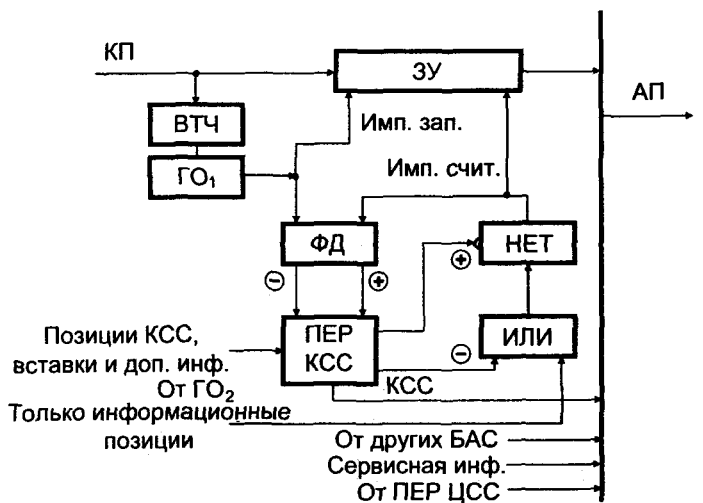
## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

(до нескольких десятков) команд согласования, в то время как в системах с двусторонним согласованием обычно не более одной команды. Поэтому в системах с двухсторонним согласованием на время сбоя синхронизма приемники команд согласования можно блокировать и осуществить согласование после восстановления синхронизма.

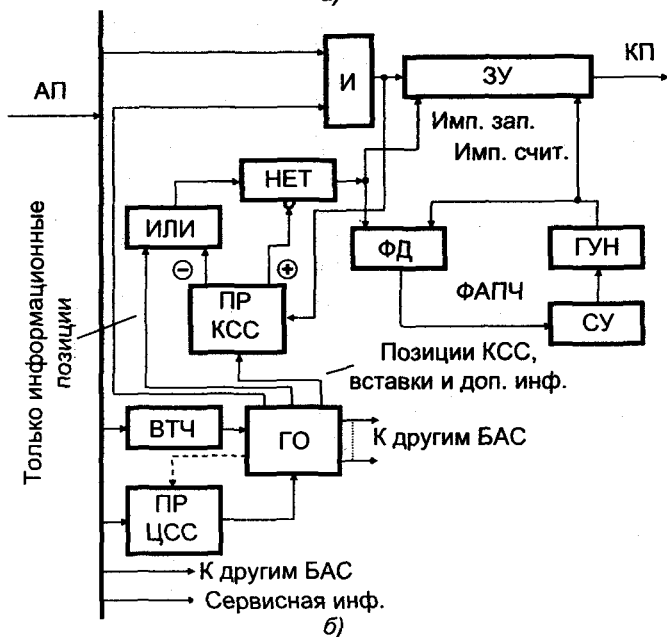
Рассмотрим функциональную схему оборудования второго уровня европейской ПЦИ (ИКМ-120\*), обеспечивающего двустороннее согласование скоростей компонентных потоков. На рис. 5.6 приведены схемы передающего (а) и приемного (б) блоков асинхронного согласования скоростей (БАС пер и БАС пр). Полностью оконечное оборудование ИКМ-120 содержит четыре пары таких блоков.

Работа передающей части БАС пер происходит так. Поступающий компонентный поток КП записывается в запоминающее устройство ЗУ с помощью последовательности импульсов записи, которая формируется генераторным оборудованием ГО<sub>1</sub>. Скорость записи точно соответствует скорости компонентного потока, поскольку ГО<sub>1</sub> синхронизируется сигналом с тактовой частотой  $f'_i$ , выделенным из этого же потока устройством ВТЧ (выделителем тактовой частоты). Последовательность импульсов считывания поступает от генераторного оборудования ГО<sub>2</sub>, которое синхронизировано задающим генератором аппаратуры объединения компонентных потоков, через логические схемы «ИЛИ» и «НЕТ». Тактовая частота последовательности импульсов считывания равна  $(33/32) \cdot f'_i$ . Тактовые частоты  $f'_i$  и  $f''_i$  могут отличаться от номинальной  $f_i$  тактовой частоты компонентного потока на величину в пределах допустимой нестабильности (см. § 13.1). Как показано на рис. 5.5,а (начало диаграммы), через 64 интервала записи образуется временной сдвиг из двух интервалов АВ, на это время ГО<sub>2</sub> прекращает подачу импульсов считывания. Таким образом, частота записи  $f_3$  равна  $f'_i$  – тактовой частоте компонентного потока, а частота считывания  $f_{сч}$  – частоте  $f''_i$ , определяемой генераторным оборудованием ГО<sub>2</sub> аппаратуры объединения. Цифровой фазовый детектор ФД сравнивает частоты импульсов записи и считывания, которые в крайнем случае могут отличаться в пределах суммы допустимых нестабильностей компонентного и агрегатного потоков. Если  $f_3 = f_{сч}$  (выдерживается соотношение  $T_{сч} / (T_3 - T_{сч}) = 32$ ), то на выходе ФД сигнал отсутствует. Если скорость КП относительно мала,

\* Рассматриваемая схема существенно упрощена по сравнению со схемой реального оборудования.



а)



б)

Рис. 5.6. Блок асинхронного согласования скоростей:  
а – передающая часть; б – приемная часть

## **Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов**

появляется положительная временная неоднородность (временной сдвиг наступает раньше), которая постепенно увеличивается (см. рис. 5.5,а). Когда величина неоднородности станет критической – равной  $T_3$ , на положительном выходе ФД появится импульс, который будет подан на передатчик команд согласования скоростей ПЕР КСС. Последний, во-первых, через логический элемент НЕТ исключит очередной импульс считывания (осуществит вставку в агрегатный поток) и, во-вторых, сформирует команду положительного согласования. Эта команда будет передана на приемный конец в агрегатном потоке и послужит для удаления из данного компонентного потока вставки.

При относительно высокой скорости поступающего компонентного потока (см. рис. 5.5,б) временная неоднородность приобретает отрицательное значение. При достижении неоднородностью критического значения импульс появится на отрицательном выходе ФД. ПЕР КСС при этом через логический элемент ИЛИ введет в ЗУ импульс считывания на позиции дополнительного канала и сформирует команду отрицательного согласования, которая на приемном конце обеспечит ввод в компонентный поток импульса из дополнительного канала (организованного на позиции В временного сдвига).

Агрегатный поток на передаче состоит из символов четырех компонентных потоков, соответствующих этим потокам команд согласования скоростей, которые передаются на позициях временных сдвигов, и некоторых сервисных сигналов, которые также передаются на позициях временных сдвигов. К сервисным сигналам в первую очередь относится сигнал цикловой синхронизации агрегатного потока, затем сигналы извещения об аварийных состояниях и сигналы служебной связи. К сервисным сигналам условно можно отнести и символы компонентных потоков, передаваемые на позициях временных сдвигов при отрицательном согласовании скоростей.

В приемной части БАС пр (см. рис. 5.6,б) осуществляются обратные операции. Приемная часть управляется генераторным оборудованием ГО, его тактовая синхронизация осуществляется сигналом, выделяемым из агрегатного потока устройством ВТЧ. Кроме того, генераторное оборудование синхронизируется по циклам передачи посредством приемника циклового синхросигнала ПР ЦСС, что позволяет установить порядок последовательностей импульсов записи, поступающих на различные БАС пр. Импульсы компонентного потока выделяются из агрегатного посредством временного селектора, состоящего из схемы «И», на один вход которого подается агрегатный поток, а на второй – от ГО соответствующая им-

пульсная последовательность, тактовая частота которой равна  $1/4$  тактовой частоты агрегатного потока. Последовательность импульсов записи формируется из подобной же последовательности, но из которой исключены такты, соответствующие временным сдвигам (формируется из последовательности, содержащей только информационные символы). Приемник команд согласования ПР КСС в случае получения положительной команды генерирует импульс на положительном выходе, который запрещает запись на позиции вставки посредством схемы «НЕТ». При получении отрицательной команды на отрицательном выходе ПР КСС формируется импульс, который позволяет записать в запоминающее устройство ЗУ информационный символ, переданный на соответствующей позиции временного сдвига.

Количество ячеек памяти ЗУ определяется следующими факторами:

- числом символов во временном сдвиге (одна ячейка на каждый символ);
- числом видов согласования (одна ячейка на каждый вид);
- относительным временем ожидания момента согласования\* (менее 0,5 ячейки);
- относительными фазовыми флуктуациями записываемых потоков (на передаче менее 0,03, на приеме – до 1,5 ячеек);
- устранением взаимного перекрытия импульсов записи и считывания (до одной ячейки).

Таким образом, ЗУ БАС пер в нашем случае должна содержать около 5 – 6 ячеек, а БАС пр – 6 – 8 ячеек.

Импульсы записи в БАС пр следуют неравномерно, но считываемый компонентный поток должен иметь постоянную скорость (частота последовательности импульсов считывания должна соответствовать усредненной скорости последовательности импульсов записи). Это достигается применением системы ФАПЧ, состоящей из генератора, управляемого напряжением, ГУН, схемы управления СУ и аналогового фазового детектора ФД. Система ФАПЧ поддерживает равенство частоты считывания  $f_{сч}$  усредненному значению частоты записи  $f_{з\text{ ср}}$ . Если частота  $f_{з\text{ ср}}$  изменяется, например, из-за ввода вставки, на выходе ФД появляется сигнал, который поступает на систему управления СУ. Система управления содержит фильтр

---

\* Время ожидания обусловлено тем, что временная неоднородность может достигнуть критического значения в любой момент времени, а ее компенсацию можно осуществить только в заранее определенный момент.

## **Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов**

---

нижних частот ФНЧ, который интегрирует поступающие сигналы. Напряжение с выхода СУ воздействует на ГУН и заставляет его изменить частоту  $f_{сч}$  в нужную сторону.

Спектр сигнала на входе СУ состоит из трех слагаемых: первое представляет собой постоянную составляющую, соответствующую случаю идеального усреднения, т.е. наличию в считываемом потоке только временных сдвигов, второе обусловлено наличием разности частот записи и считывания в передающем устройстве, а третье – наличием времени ожидания. Следовательно, подавление составляющих сигнала на входе СУ, определяемых двумя последними слагаемыми, обеспечивает идеальное восстановление первоначальной скорости цифрового потока. Для выполнения данного условия в схеме управления необходимо использовать ФНЧ с бесконечно малой полосой пропускания. Однако при этом не обеспечивается необходимая полоса захвата устройства ФАПЧ, которая не может быть меньше максимального расхождения частоты записи в передающем устройстве  $f_{з\ пер}$  и частоты считывания в приемном устройстве  $f_{сч\ пр}$ , иначе неизбежен срыв работы ГУН, ведущий к перерыву связи. Составляющие сигнала с входа СУ, попадающие в полосу пропускания ФНЧ, проходят на вход ГУН, что приводит к фазовым флуктуациям выделенного компонентного потока (вандеру и джиттеру), снижающим качество передачи.

Системы с односторонним согласованием скоростей характеризуются относительно быстрым накоплением временной неоднородности (скорость считывания в передающем устройстве заведомо должна превосходить скорость записи). Поэтому составляющие, обусловленные наличием разности частот записи и считывания, являются достаточно высокочастотными и могут быть подавлены ФНЧ, а составляющие, обусловленные наличием времени ожидания, могут быть сколь угодно низкочастотными. Последнее объясняется тем, что в системах с односторонним согласованием команды согласования посылаются относительно часто и время ожидания поэтому изменяется мало.

Системы с двусторонним согласованием скоростей характеризуются относительно медленным накоплением временной неоднородности (скорость считывания в приемном устройстве может приближаться к скорости записи). Поэтому составляющие, обусловленные наличием разности частот записи и считывания, оказываются весьма низкочастотными и не могут быть подавлены ФНЧ, в то время как составляющие, обусловленные наличием времени ожидания оказываются незначительными.

Таким образом, в системах с односторонним согласованием скоростей основным источником низкочастотных составляющих управляющего сигнала (а следовательно, и флуктуаций сигнала на выходе аппаратуры сопряжения) является время ожидания, а в системах с двусторонним согласованием – разность частот записи и считывания.

Низкочастотные составляющие на выходе ГУН могут быть подавлены способами, к которым можно отнести метод компенсации и метод передачи промежуточных значений временной неоднородности. В первом случае в петлю ФАПЧ вводится компенсирующий сигнал, сформированный из последовательности импульсов, соответствующих моментам согласования. Во втором случае в петлю ФАПЧ вводится компенсирующий сигнал, сформированный на основе информации о промежуточных значениях временной неоднородности, полученной по специальному каналу (на позициях временных сдвигов) от БАС пер. Эти способы относительно сложны и рассматриваются в специальной литературе.

### **5.4. Система команд двустороннего согласования скоростей**

Команды согласования скоростей (КСС) компонентных потоков должны обладать помехоустойчивостью не меньшей, чем цикловые синхросигналы, поскольку ошибка при опознавании КСС равносильна смещению на один такт цикла передачи соответствующего компонентного потока, а это неизбежно приводит к потере в нем циклового синхронизма. В свою очередь потеря циклового синхронизма в данном потоке приведет к потере циклового синхронизма во всех его компонентных потоках и так далее. В конечном итоге передача в компонентных потоках низшей ступени иерархии будет прекращена на все время выхода из циклового синхронизма и последующего поэтапного вхождения в синхронизм.

Однако между цикловыми синхросигналами и КСС есть большое отличие. Синхросигналы передаются периодически, и решение о выходе из синхронизма принимается лишь в том случае, если число искаженных сигналов превысило число ячеек накопителя по выходу из синхронизма. Иными словами, необходимая помехозащищенность синхросигналов достигается методом накопления. Команды согласования скоростей передаются однократно, следовательно, обеспечение их помехозащищенности должно достигаться другими способами.

В системах с односторонним согласованием скоростей необхо-



димо передавать информацию о двух состояниях передающего устройства: отсутствии и наличии согласования. Для передачи этой информации достаточно одного двоичного разряда. В этом случае для защиты от  $r$  ошибок команда должна передаваться кодовой группой, состоящей из  $m = 2r + 1$  символов. Обычно в качестве КСС используются группы вида 000...0 – для передачи информации об отсутствии согласования скоростей и вида 111...1 – для передачи информации о наличии согласования. В этом случае приемник КСС представляет собой счетчик единиц. Если количество единиц меньше половины общего числа символов в команде, то принимается решение о том, что передана кодовая группа 000...0, если больше половины – кодовая группа 111...1. Очевидно, правильное опознавание команды происходит, если число ошибок в группе не превышает половины общего числа символов в группе.

Как показывают расчеты, в ЦСП высших ступеней иерархии для КСС следует использовать кодовые группы из пяти символов, что обеспечивает защиту от двух ошибок. При этом защищенность КСС оказывается того же порядка, что и цикловых синхросигналов. Однако команды такой длительности используются только в ЦТС четвертой ступени (рекомендация G.751 МСЭ-Т). Во вторичной и третичной системах (рекомендации G.742, G.751 МСЭ-Т) используют трехсимвольные команды, обеспечивающие защиту от одиночных ошибок, и помехоустойчивость КСС требуется повышать другими способами.

В системах с двусторонним согласованием необходимо передать информацию о трёх возможных состояниях передающего устройства: отсутствии согласования скоростей, наличии положительного согласования и наличии отрицательного согласования. Увеличение объема передаваемой информации при двустороннем согласовании требует увеличения количества символов, необходимых для передачи этой информации при заданной помехозащищенности. Защиту от одиночных ошибок в этом случае обеспечивают не трех-, а пятиразрядные кодовые группы, от двукратных – семиразрядные и так далее. Это приводит, в конечном счете, к увеличению времени восстановления синхронизма и увеличению фазовых флуктуаций в компонентных потоках.

В отечественных ЦСП принята система двустороннего согласования, но количество команд уменьшено с трех до двух за счет исключения нейтральной команды (команды отсутствия согласования). Эта команда заменяется последовательной передачей команд положительного и отрицательного согласования.

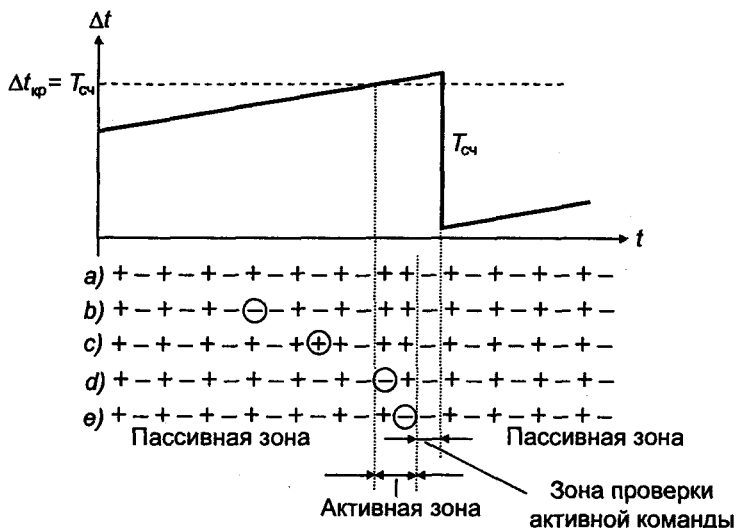


Рис. 5.7. Структура двухкомандного сигнала при двустороннем согласовании скоростей:

- – искаженная команда; + – положительная команда; – – отрицательная команда

Таким образом, система с двусторонним согласованием скоростей по числу состояний становится идентичной системе с односторонним согласованием и, более того, в ней представляется возможным осуществить коррекцию команд согласования и, следовательно, заметно повысить их помехозащищенность. Принцип коррекции КСС поясняет рис. 5.7. В верхней части рисунка показан график изменения временной неоднородности  $\Delta t$ , которая в данном случае положительна и увеличивается с течением времени. Пока ее значение меньше критической, передается нейтральная команда (чередование положительных и отрицательных команд – пассивная зона). Когда  $\Delta t$  достигает критического значения, равного периоду частоты считывания  $T_{сч}$  компонентного потока из запоминающего устройства БАС пер (см. рис. 5.6,а), формируется сдвоенная положительная команда (активная зона), согласно которой и осуществляется положительное согласование, как это показано в строке а рис. 5.7.

Если бы временная неоднородность, уменьшаясь, достигла бы отрицательного критического значения –  $T_{сч}$  (на рисунке не показано), была бы передана сдвоенная отрицательная КСС, по которой на приеме осуществилось бы отрицательное согласование. Оче-

видно, что искажение команд в пассивной зоне (при передаче нейтральной КСС – отсутствие согласования) приводит к появлению строенных отрицательных или положительных команд, как это показано на рис. 5.7, строки *b*, *c*. Строенные команды приемником КСС игнорируются. Искажение команд в активной зоне (рис. 5.7, строки *d*, *e*) приводит к появлению сдвоенных команд противоположного значения. Коррекция ошибки при этом может быть осуществлена косвенно. Во-первых, можно игнорировать сдвоенную команду, если её знак противоположен знакам нескольких сдвоенных предыдущих, поскольку относительная нестабильность задающих генераторов ЦСП невелика и расхождение скоростей потоков имеет один и тот же характер в течение длительного времени. Во-вторых, и это более надежный способ, информацию о знаке временной неоднородности можно передавать на свободных позициях цикла передачи (см. § 5.5.), тогда команда, знак которой противоположен известному знаку временной неоднородности, считается ошибочной и игнорируется. Расчеты показывают, что принятые способы коррекции активных команд повышают их помехозащищенность более чем на два порядка.

### **5.5. Циклы передачи телекоммуникационных систем высших ступеней ПЦИ**

Использование рассмотренных способов согласования скоростей приводит к тому, что скорость передачи формируемого группового потока оказывается несколько больше суммы скоростей объединяемых потоков. Для количественной оценки требуемого увеличения скорости группового потока необходимо рассмотреть структуру цикла передачи, который должен содержать позиции для передачи следующих символов:

- информационных (всех символов компонентных потоков);
- циклового синхросигнала агрегатного потока;
- команд согласования, управляющих работой приемного оборудования при восстановлении исходных цифровых потоков;
- согласующих при отрицательном согласовании скоростей;
- служебных, предназначенных, например, для организации контроля, служебной связи и тому подобное.

Введем следующие обозначения:

$C_{в.п}$  – номинальная скорость передачи сигналов системы высшего порядка;

$C_{н.п}$  – номинальная скорость передачи сигналов системы низшего порядка;

## Глава 5. Мультиплексирование цифровых потоков

$N_c$  – число объединяемых потоков систем низшего порядка;

$C_1$  – скорость в канале, предназначенном для передачи сигнала одной системы низшего порядка в групповом потоке;

$p$  – число дополнительных позиций в цикле, предназначенных для передачи символов циклового синхросигнала  $d_{ц.с}$ , команд согласования  $d_c$ , сигналов служебной связи  $d_{с.л}$ , сигналов контроля и сигнализации  $d_k$  и сигналов дискретной информации  $d_d$ , непосредственно вводимых в групповой тракт;

$Q$  – число информационных символов в цикле, включая согласующие символы ( $d_n$ ) при отрицательном согласовании скоростей.

Скорость передачи составного сигнала вне зависимости от используемого метода согласования скоростей с учетом принятых обозначений в общем виде будет определяться выражением

$$C_{в.п} = C_1 N_c (1 + p/Q) > C_{н.п} N_c (1 + p/Q).$$

Следует отметить, что увеличение скорости передачи из-за добавления согласующих символов мало по сравнению с увеличением скорости передачи из-за добавления служебных символов. Соотношение числа информационных и служебных символов в цикле передачи для каждого входного потока, т.е. цифрового сигнала системы низшего уровня, имеет вид

$$f_{з.н} / (f_{сч.н} - f_{з.н}) = a_1 / b_1,$$

где  $f_{з.н}$ ,  $f_{сч.н}$  – номинальные частоты записи и считывания соответственно, а  $a_1/b_1$  – несократимая дробь, в которой  $a_1$  определяет минимальное число информационных символов, а  $b_1$  – служебных символов, приходящихся на один входной поток. Тогда общее число информационных  $M_n$  и служебных  $M_c$  символов в цикле передачи будет определяться соотношениями  $M_n = iN_c a_1$ ,  $M_c = iN_c b_1$ , где  $i = 1, 2, 3, \dots$  При этом минимальное значение  $i$  выбирается из условия

$$i = 1 + (N_c d_c + d_{ц.с} + d_{с.л} + d_k + d_d + d_n) / N_c b_1,$$

а реальное значение  $i$  определяется после анализа параметров системы с выбранной структурой цикла.

Кроме выбора оптимального соотношения числа информационных и служебных символов, обеспечивающего заданные параметры системы передачи, при построении цикла передачи необходимо учитывать следующие важные требования к его структуре:

– число следующих подряд служебных символов должно быть по возможности минимальным, что обеспечивает минимизацию объема памяти запоминающих устройств в БАС;

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

---

– распределение символов синхросигнала должно быть таким, чтобы обеспечивалось минимальное время восстановления синхронизма (обычно это достигается формированием сосредоточенного синхросигнала соответствующей длительности);

– распределение команд согласования должно быть таким, чтобы обеспечивалась их максимальная помехоустойчивость (обычно это достигается за счет равномерного распределения символов команд согласования по циклу передачи, что уменьшает вероятность их искажений сосредоточенными помехами);

– длительность цикла должна быть по возможности минимальной, что позволяет уменьшить время вхождения в синхронизм, а также снизить временные флуктуации цифрового сигнала за счет оборудования объединения;

– распределение служебных символов в цикле должно быть равномерным, что обеспечивает минимизацию объема памяти запоминающих устройств в БАС;

– структура цикла должна обеспечивать возможность работы системы как в асинхронном, так и в синхронном режимах и тому подобное.

Переход к синхронному режиму работы в системах с односторонним согласованием скоростей, как уже отмечалось, вызывает определенные трудности, связанные с необходимостью уменьшения частоты считывания  $f_{сч}$  до  $f_3$  и переводом (для сохранения прежней частоты группового цифрового сигнала) соответствующей части информационных импульсных позиций цикла в разряд служебных.

Сказанное поясним рассмотрением циклов передачи телекоммуникационных систем высших ступеней европейской ПЦИ. Вначале обратимся к вторичным ЦТС ПЦИ (ИКМ-120). Цикл передачи системы ИКМ-120 с двусторонним согласованием скоростей объединяемых потоков представляет табл. 5.1. Этот цикл отвечает рекомендациям G.745 МСЭ-Т.

Цикл удобно представить в виде четырехстрочной матрицы, каждая ячейка матрицы соответствует одному биту информации. Число столбцов равно 264-м. Длительность цикла составляет 125 мкс, т.е. частота повторения цикла равна 8 кГц, и скорость передачи каждого бита матрицы равна 8 кбит/с. Скорость передачи агрегатного потока составляет  $264 \times 4 \times 8 = 8448$  кбит/с. Первые восемь символов первой строки занимает кодовая комбинация циклового синхросигнала, далее строка заполнена перемежающимися символами компонентных потоков (потоки А, Б, В, Г). Символы компонентных потоков расположены аналогичным образом и в остальных строках цикла. Таким образом, номинальная скорость каждого компонентного потока оказы-

## Глава 5. Мультиплексирование цифровых потоков

вается равной  $[(264 - 8) \times 4 \times 8] / 4 = 2048$  кбит/с. Части строк с 9-го по 264-й символ образуют так называемое информационное поле цикла передачи, а части с 1-го по 8-й – заголовок цикла.

Первые четыре символа 2 – 3-й строк заголовка отведены под команды согласования скоростей (КСС); во второй строке передаются первые символы КСС компонентных потоков, в третьей – вторые символы и в четвертой – третьи символы КСС. Например, если символы КСС располагаются так, как показано на рис. 5.8, то это соответствует передаче в потоках 1-м и 3-м (А и В) положительной КСС, а во 2-м и 4-м (Б и Г) – отрицательной. В 4-м потоке один символ принят ошибочно (заштрихован), но решение принято по большому числу одинаковых символов.

1	0	1	0
1	0	1	1
1	0	1	0

Рис. 5.8. Пример структуры поля КСС

Остальные позиции заголовка используются для организации:

- канала служебной связи СС (символы 5 – 8, второй строки, скорость передачи  $4 \times 8 = 32$  кбит/с, для сигнала вызова СС используется символ 8 строки 3);
- двух каналов передачи дискретной информации ДИ (символы 5 и 6 строки 3);
- передачи извещения об аварии на дальнем конце (символ 7 строки 3).

Символы 5 – 8 строки 4 образуют четыре канала для передачи информационного бита при отрицательном согласовании в том или ином потоке; при отсутствии КСС на этих позициях может передаваться информация о знаках временных неоднородностей в компонентных потоках (см. предыдущий параграф). На первых символах четвертой строки информационного поля осуществляются вставки при положительном согласовании скоростей передачи тех или иных потоков.

Повторение операции согласования скоростей возможно после прохождения нескольких циклов передачи, в течение которых система команд согласования устанавливает значение той или иной команды (команда должна быть сдвоенной, но не строенной, следовательно, промежуток должен состоять не менее чем из трех циклов) В реальном случае между операциями согласования проходит не менее 78 циклов, что соответствует так называемой макси-

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

Таблица 5.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14		264
1	1	1	0	0	1	1	0	A1	B1	B1	Г1	A2	B2		Г64
Цикловой синхросигнал															
1-е символы КСС		Служебная связь (32 кбит/с)													
								A1	B1	B1	Г1	A2	B2		Г64
2-е символы КСС		Дискр. Инф.		Вз. Инф.											
								A1	B1	B1	Г1	A2	B2		Г64
3-и символы КСС		Доп. инф. при отр. согл. скор.													
								A1	B1	B1	Г1	A2	B2		Г64
												Символы компонентных потоков			

Таблица 5.2

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14		210	211	212
1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	Ав	Нац						
Цикловой синхросигнал																	
I-символы КСС																	
II-символы КСС																	
III-символы КСС																	
												Символы компонентных потоков					
												Места вставок					

Ав – сигналы извещения об аварийном состоянии  
 Нац – резерв для национального использования

## Глава 5. Мультиплексирование цифровых потоков

мальной частоте согласования, равной  $1/(78 \cdot 125 \cdot 10^{-6}) = 102$  Гц. Иногда вместо максимальной частоты согласования используется максимальный коэффициент согласования – обратная величина минимального числа циклов передачи между ближайшими операциями согласования. Очевидно, что в данном случае максимальный коэффициент согласования равен  $1/78 = 0,0125$ . Пользуясь этими величинами несложно определить, какое предельное относительное расхождение частот записи и считывания может компенсировать система согласования скоростей. Количество символов в цикле  $264 \times 4 = 1056$ , в 78-и циклах  $1056 \times 78 = 82368$ . Система согласования скоростей может изменить это число на  $\pm 4$ . Следовательно, допустимо максимальное относительное расхождение частот, равное  $4 \cdot 2 / 82368 \approx 0,97 \cdot 10^{-4}$ . Заметим (см. § 13.1), что эта величина превышает предельно допустимое расхождение скоростей цифровых потоков 2048 кбит/с и 8448 кбит/с.

В табл. 5.2 приведен цикл вторичной системы с односторонним согласованием скоростей, соответствующий рекомендации G.742 МСЭ-Т.

Как и предыдущая, эта система объединяет четыре потока 2048 кбит/с в поток 8448 кбит/с. Количество символов в цикле на компонентный поток – 206, всего символов в цикле  $206 \times 4 + (12 + 4 + 4 + 4) = 848$ . Длительность цикла равна числу символов в цикле поделенному на скорость агрегатного потока  $848 / 8448 \cdot 10^3 = 100,38$  мкс. В каждом цикле передачи в компонентный поток может быть введена вставка, т.е. число символов в цикле на компонентный поток может быть или 206, или 205. Тогда максимальная скорость согласования на компонентный поток определится как  $[(206 - 205) / 206] \cdot 2048 \cdot 10^3 \approx 10$  кбит/с. Для того, чтобы обеспечить номинальную скорость передачи компонентного потока цикл должен был бы содержать  $(2048 / 8448) \cdot 848 = 205,576$  символов, приходящихся на компонентный поток. Несложно подсчитать, что при этом номинальная скорость согласования должна составить  $\approx 4,2$  кбит/с, а номинальный коэффициент цифрового согласования (отношение номинальной и максимальной скоростей согласования) – 0,424. Таким образом, если в системе с двусторонним согласованием скоростей в нормальных условиях процедуры согласования отделены друг от друга не менее, чем 78-ю циклами, то в системе с односторонним согласованием эта процедура происходит или через цикл, или в каждом цикле передачи.

В табл. 5.3 – 5.6 приведены циклы третичных и четверичных систем европейской ПЦИ с двусторонним и односторонним согласованием скоростей компонентных потоков.



Таблица 5.3

**Цикл третичной ЦТС с двусторонним согласованием скоростей  
(G.745 МСЭ-Т)**

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17			716
1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0								
Цикловой синхросигнал												Символы компонентных потоков							
1-е символы КСС			Служебная связь		Авар. сигн.		2-е символы КСС												
3-и символы КСС			Дискретная информация				Доп. инф. при отр. согл. скор.					Места вставок							

Скорость передачи компонентных потоков 8448 кбит/с.  
 Скорость передачи агрегатного потока 34368 кбит/с.  
 Длительность цикла передачи 62,5 мкс.  
 Число символов в цикле 2148.  
 Число символов на агрегатный поток 528.  
 Максимальная скорость согласования на компонентный поток ≈22,375 кбит/с.  
 Номинальный коэффициент цифрового выравнивания 0,436.

Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

Таблица 5.4

**Цикл третичной ЦТС с односторонним согласованием скоростей  
(G.751 МСЭ-Т)**

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14					382	383	384
1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	Ав	Нац									
Цикловой синхросигнал											Биты компонентных потоков									
I-символы КСС																				
II-символы КСС																				
III-символы КСС				Места вставок																

Скорость передачи компонентных потоков 8448 кбит/с.  
 Скорость передачи агрегатного потока 34368 кбит/с.  
 Длительность цикла передачи 44,6927 мкс.  
 Число символов в цикле 1536.  
 Число символов на агрегатный поток 378.

Глава 5. Мультиплексирование цифровых потоков

**Цикл четверичной ЦТС с двусторонним согласованием скоростей  
(G.745 МСЭ-Т)**

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17			544				
1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	Сл. св.	Ав												
Цикловой синхросигнал																							
1-е символы КСС				Биты компонентных потоков																			
2-е символы КСС																							
3-и символы КСС				Доп. инф. при отр. согл. скор.				Места вставок															

Скорость передачи компонентных потоков 34368 кбит/с.  
 Скорость передачи агрегатного потока 139264 кбит/с.  
 Длительность цикла передачи 15,625 мкс.  
 Число символов в цикле 2176.  
 Число символов на агрегатный поток 537.

**Цикл четверичной ЦТС с односторонним согласованием скоростей  
(G.751 МСЭ-Т)**

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17		487	488						
1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	Ав	Нац. резерв												
Цикловой синхросигнал																									
I-символы КСС																									
II-символы КСС																									
III-символы КСС				Биты компонентных потоков																					
IV-символы КСС																									
V-символы КСС				Места вставок																					

Скорость передачи компонентных потоков 34368 кбит/с.  
 Скорость передачи агрегатного потока 139264 кбит/с.  
 Длительность цикла передачи 21,0248 мкс.  
 Число символов в цикле 2928.  
 Число символов на компонентный поток 723.  
 Максимальная скорость согласования на компонентный поток  $\approx 47,563$  кбит/с.  
 Номинальный коэффициент цифрового выравнивания 0,419.

Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

Глава 5. Мультиплексирование цифровых потоков

## Глава 6

### ПЕРЕДАЧА ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

#### 6.1. Принцип регенерации сигналов

Наиболее важной особенностью цифрового способа передачи сигналов является возможность восстановления переданной импульсной последовательности после прохождения ее через среду, вносящую дисперсию и помехи. Импульсная последовательность восстанавливается с помощью регенераторов, размещаемых вдоль линии через некоторые интервалы. Сочетание кабельного участка и регенератора называют *участком регенерации*. Регенераторы выполняют три основные функции: корректирование формы принимаемых импульсов, хронирование (восстановление временных интервалов) и собственно регенерацию.

Это функциональное деление отражено на рис. 6.1, где представлена структурная схема одного регенерационного участка.

В данном случае предполагается, что импульсная последовательность на выходе предыдущего регенератора (точка 1 на рисунке) состоит из серии положительных и отрицательных импульсов и пробелов. Импульсы, появляющиеся на входе данного регенератора (точка 2), искажены как из-за передачи по кабелю, так и в результате воздействия помех. С помощью корректирующего усилителя исправляется форма импульсов и увеличиваются амплитуды импульсов до величин, обеспечивающих возможность принятия решения о наличии или отсутствии импульса. Окончательное восстановление импульсной последовательности производится с помощью операций хронирования и регенерации, осуществляемых одновременно. Регенерация импульса возможна только в тот момент времени, когда сумма амплитуд принимаемого импульса и помехи в точке 3 (точке решения регенератора ТРР) превышает уровень решения (порог) и когда сигнал на выходе канала выделения хронизирующего сигнала (точка 4) имеет заданную амплитуду и полярность (момент решения). Хронизирующий сигнал обеспечивает, во-первых, дискретизацию скорректированных импульсов в моменты времени, характеризующиеся максимальной величиной отношения сигнал/помеха, и, во-вторых, поддержание надлежащей расстановки импульсов во времени.

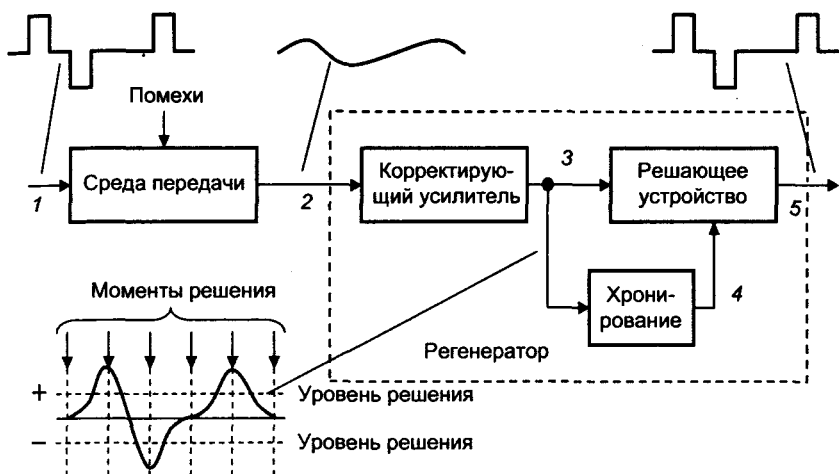


Рис. 6.1. Структурная схема участка регенерации

В идеальном случае восстановленная импульсная последовательность на выходе регенератора (точка 5) будет являться точной копией импульсной последовательности в точке 1. На практике восстановленная последовательность импульсов может отличаться от исходной. Во-первых, если помеха в момент решения имеет достаточно большую амплитуду, то может быть принято неправильное решение, в результате чего появится ошибка. Ошибки такого типа в декодированных аналоговых сигналах проявляются в виде шума. Во-вторых, интервалы между импульсами могут отличаться от их заданных значений, т.е. имеют место фазовые флуктуации положений импульсов. Эти флуктуации импульсов проявляются в аналоговых сигналах в виде помех дискретизации и увеличивают вероятность появления ошибки в последующих регенераторах. В третьих, импульсы могут отличаться друг от друга по форме, например, из-за неточности установки питающих напряжений импульсы разной полярности могут иметь разную амплитуду, что увеличивает вероятность появления ошибки в следующем регенераторе.

## 6.2. Помехоустойчивость регенератора

### 6.2.1. Виды помех и искажений

Качество передачи цифровых сигналов, прежде всего, определяется безошибочностью принятой информации. Ошибки на прие-

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

ме возникают из-за помех, изменяющих форму сигнала так, что регенератор не может с достоверностью установить его истинное значение (в предельном случае – идентифицировать «1» и «0»).

На сигналы воздействуют помехи трех типов: *линейные, собственные и интерференционные (межсимвольные)*. Межсимвольные помехи иногда называют *межсимвольными искажениями*.

Линейные помехи (помехи от линейных переходов) – результат воздействия параллельно работающих систем передачи. Их значение определяется переходными затуханиями в кабеле и количеством параллельно работающих систем передачи. Спектр этих помех неравномерен – близок к спектру линейного сигнала. В волоконно-оптических линиях связи (ВОЛС) эти помехи практически отсутствуют.

Собственные помехи определяются свойствами корректирующего усилителя линейного регенератора, эти помехи имеют относительно равномерное спектральное распределение.

Интерференционные (межсимвольные) помехи возникают из-за линейных искажений в среде передачи, точнее из-за ограничения спектра передаваемого сигнала сверху (помехи I рода) и снизу (помехи II рода).

В ВОЛС межсимвольные помехи возникают в результате дисперсии. Различают межмодовую дисперсию, хроматическую, состоящую из материальной и волноводной, и поляризационную.

Рассмотрим механизм воздействия межсимвольных помех на примере передачи сигналов по кабелю с металлическими парами. Такие кабели являются распределенными системами и характеризуются четырьмя первичными параметрами (отнесенными к одному километру длины кабеля): сопротивлением проводов  $R$ , емкостью между проводами  $C$ , индуктивностью проводов  $L$  и проводимостью изоляции  $G$ . Для анализа в первом приближении достаточно учесть первые два параметра, в результате чего кабельный участок длиной  $l$  км моделируется простейшим фильтром нижних частот (рис. 6.2,а) с постоянной времени  $\tau_v = R_n C_n$ , причем  $R_n = lR$  и  $C_n = lC$ . Тогда  $u_{\text{вых}} = u_{\text{вх}}(1 - e^{-t/\tau_v})$ . Форма прямоугольного импульса приобретает вид, показанный на рис. 6.2,б. «Хвост» импульса является помехой для последующего. Эта межсимвольная помеха является помехой I рода.

Если учесть все четыре параметра кабеля и то, что они распределенные, форма искаженного импульса оказывается близка к гауссовой, причем по мере увеличения длины кабельного участка растет  $\tau_v$  и, следовательно, высота импульса становится меньше, а

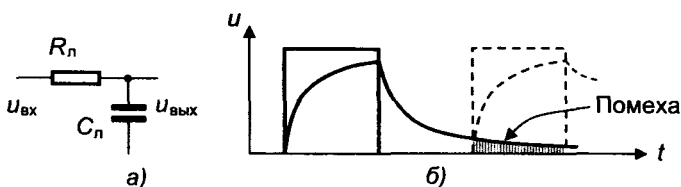


Рис.6.2. Форма импульса при прохождении через ФНЧ

длительность больше (рис. 6.3). Но в любом случае помехи I рода, определяемые небольшой постоянной  $\tau_b$ , действуют лишь на ближайший импульс.

Дисперсия в ВОЛС приводит к искажению импульсов, которые, как и в кабеле с металлическими жилами, приобретают форму, близкую к гауссовской.

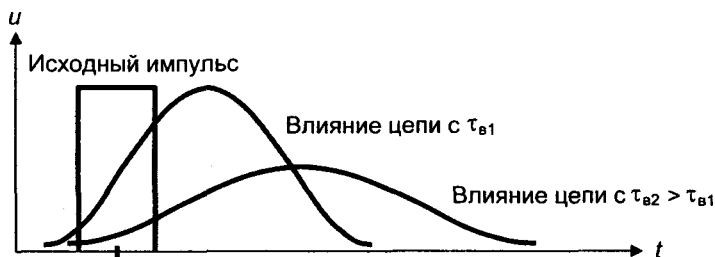


Рис.6.3. Влияние кабельного участка на форму прямоугольного импульса

На рис. 6.4 показано взаимное влияние импульсов при искажениях I рода и наложение на эти импульсы флуктуационной помехи (степень затенения условно показывает плотность вероятности мгновенных значений помехи).

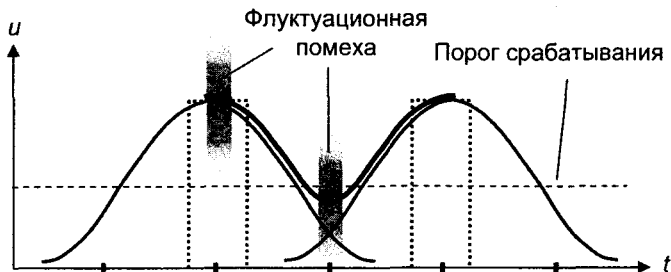


Рис.6.4. Сложение флуктуационных помех и межсимвольных помех I рода

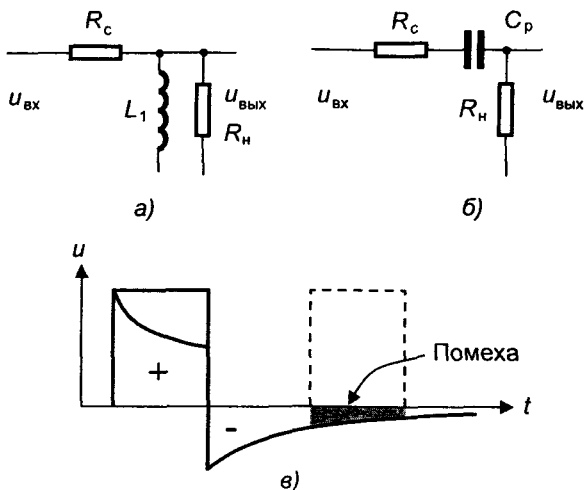


Рис.6.5. Форма импульса при прохождении через ФВЧ

Из рисунка видно, что идентификация нулевого импульса (между двумя единичными) в этих условиях практически невозможна.

Помехи II рода в тракте определяются элементами, ограничивающими спектр сигнала снизу (образующими фильтр верхних частот ФВЧ). В кабелях с металлическими парами такими элементами являются прежде всего линейные трансформаторы. В ВОСП – аналогичную роль играют разделительные конденсаторы электрической части трактов. Для этих случаев тракт в первом приближении аппроксимируется дифференциальным звеном с параметрами  $\tau_n = (R_c + R_n)C_p$ , если в тракте разделительный конденсатор, или  $\tau_n = L_1 / (R_c \parallel R_n)$ , если в тракт включен линейный трансформатор с индуктивностью первичной обмотки, равной  $L_1$  (рис. 6.5, а, б). В этих формулах  $R_c$  и  $R_n$  сопротивления источника сигнала и нагрузки рассматриваемой цепи соответственно. Тогда  $u_{вых} = u_{вх} e^{-t/\tau_n}$  и форма прямоугольного импульса приобретает вид, показанный на рис. 6.5, в. Поскольку  $\tau_b \ll \tau_n$ , искажения II рода гораздо опаснее, так как влияние данного импульса распространяется на многие последующие такты. На рисунке 6.6 показано влияние межсимвольных помех II рода на сигналы с высокой (рис. 6.6, а) и низкой плотностью (рис. 6.6, б) единиц. Очевидно, что при высокой плотности единиц происходит смещение импульсной последовательности вниз (постоянная составляющая сигнала подавляется). При этом

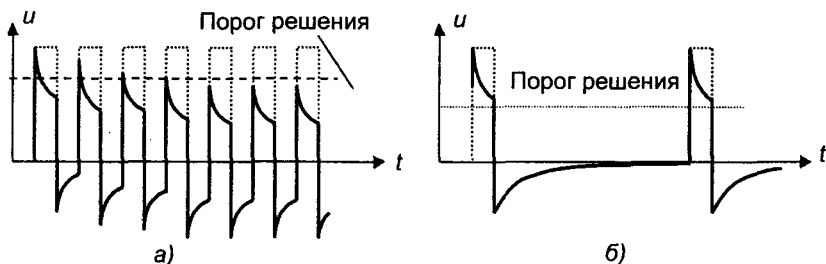


Рис.6.6. Искажения II рода при высокой (а), низкой плотности единиц (б)

вершины импульсов приближаются к порогу решения, и их идентификация становится затруднительной. Если плотность единиц в сигнале невелика, постоянная составляющая будет также мала и ее подавление не приведет к заметным искажениям.

### 6.2.2. Коррекция межсимвольных искажений

Межсимвольные искажения могут быть значительно уменьшены, если осуществить коррекцию амплитудно-частотной и фазовой характеристик (АЧХ и ФХ) тракта.

Коррекция АЧХ и ФХ тракта осуществляется корректирующим усилителем регенератора в области высоких частот, т.е. ослабляет лишь помехи I рода. Коррекция в области низких частот неэффективна, поэтому межсимвольные помехи II рода ослабляются посредством выбора такого линейного кода, у которого низкочастотные составляющие спектра невелики (см. подпараграф 6.3.2).

В общем случае коррекция АЧХ и ФХ предполагает расширение полосы пропускания тракта до бесконечно высокой частоты. Однако при этом неограниченно снижается защищенность регенератора от собственных помех, поскольку для них характерно равномерное спектральное распределение, в то время как основная энергия сигнала сосредоточена в относительно узкой полосе частот. Таким образом, требования к корректору с точки зрения подавления межсимвольных искажений и собственных помех противоречивы.

Путь к преодолению этого противоречия был найден Х. Найквистом, предложившим ограничивать АЧХ так, чтобы на приеме сигнал, соответствующий импульсу в данной тактовой точке обращался бы в нуль во всех последующих тактовых точках (в точках, соответствующих максимумам передаваемых импульсов). Этому условию, называемому первым условием Найквиста, отвечает в частности сигнал



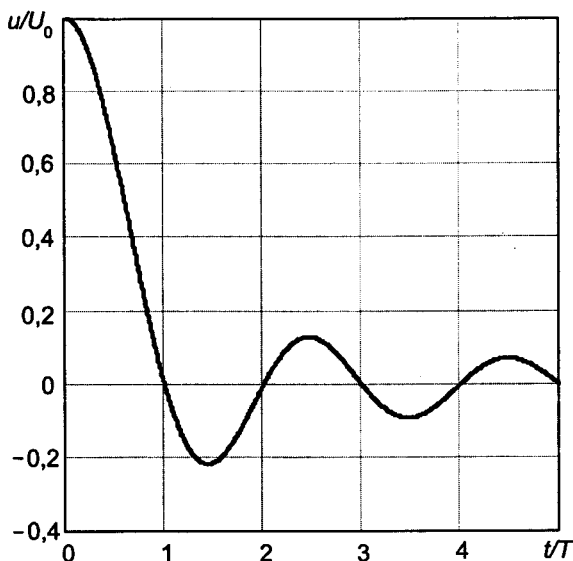


Рис.6.7. Форма сигнала на приеме, отвечающая первому условию Найквиста

$$u(t) = U_0 \cdot \frac{\sin(\pi \cdot t / T)}{\pi \cdot t / T},$$

вид которого показан на рис. 6.7. Этому сигналу соответствует спектр равномерной плотности  $2U_0T$  в полосе частот от 0 до  $1/2T$  (линия  $B = 0$  на рис. 6.8,а). Такой сигнал практически получить невозможно, однако даже в случае его реализации на приеме потребовалось бы очень точное совпадение моментов принятия решения с тактовыми точками. При самом незначительном их расхождении в данном случае имеют место такие сильные межсимвольные искажения, что восстановление информации становится невозможным. Однако достаточно точно может быть реализован сигнал, форма спектра которого соответствует прямоугольной, сглаженной по косинусоидальному закону (рис. 6.8,а). При коэффициенте сглаживания  $B = \Delta\omega/\omega_b$ , где  $\omega = 2\pi f$ ,  $\omega_t = 2\pi f_t = 2\pi/T$ , а  $\Delta\omega$  – диапазон, в котором осуществляется сглаживание, спектр сигнала описывается выражением

$$G_{\text{ТРР}}(f) = \begin{cases} 2U_0T \cos^2(\pi f / 2f_t) & \text{при } 0 \leq f \leq f_t \\ 0 & \text{при } f > f_t \end{cases},$$

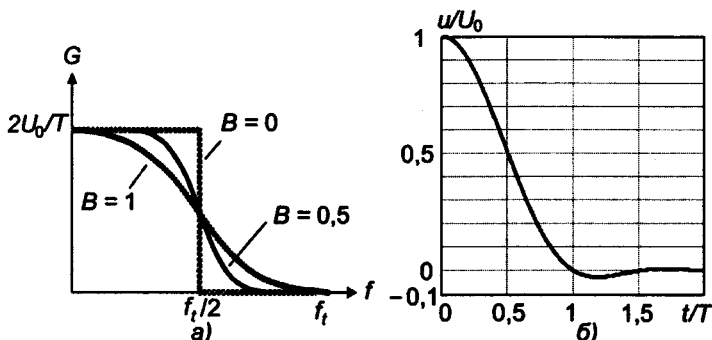


Рис.6.8. К определению формы скорректированного сигнала: а – спектры сигналов; б – форма сигнала при  $B = 1$

которому соответствует сигнал вида

$$u_{\text{ТРР}}(t) = U_0 \frac{\sin(2\pi \frac{t}{T})}{2\pi \frac{t}{T} \left[ 1 - 4(\frac{t}{T})^2 \right]},$$

форма которого показана на рис. 6.8,б. Этот сигнал отвечает не только первому условию Найквиста, но и второму, согласно которому амплитуда сигнала снижается наполовину при удалении от точки отсчета на расстояние  $T/2$ . Такой сигнал не критичен к ошибкам в моментах принятия решения.

Очевидно, коэффициент передачи корректирующего усилителя  $K_{\text{к ус}}(f)$  в этом случае может быть найден из соотношения

$$K_{\text{к ус}}(f) = G_{\text{ТРР}}(f) / [G_{\text{пер}}(f) \cdot K_{\text{к у}}(f)],$$

где  $G_{\text{пер}}(f)$  – спектр передаваемых сигналов, а  $K_{\text{к у}}(f)$  – коэффициент передачи кабельного участка. Если применен кабель с металлическими жилами, то

$$K_{\text{к у}}(f) = 10^{-(A_{\text{к у 0}} \cdot \sqrt{2f/f_t})/20},$$

причем  $A_{\text{к у 0}}$  – затухание кабельного участка на частоте, равной половине тактовой.

Таким образом, затухание кабеля с металлическими жилами увеличивается примерно пропорционально корню квадратному из частоты. Поэтому при использовании такого кабеля АЧХ корректи-

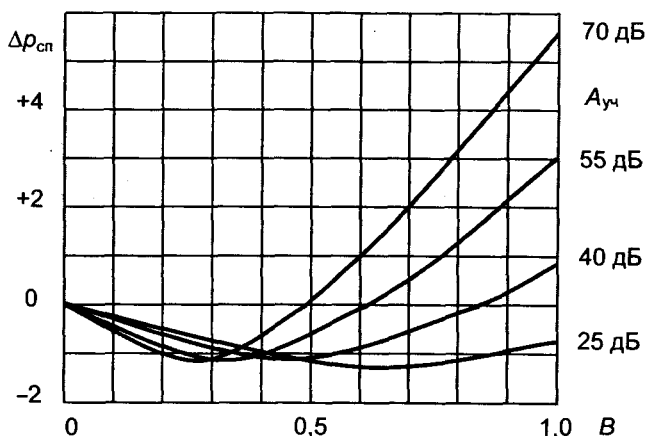


Рис.6.9. Проигрыш в защищенности от собственных помех для различного затухания  $A_{уч}$

рующего усилителя вблизи частоты  $f_t/2$  должна иметь значительный подъем. Это, в свою очередь, приводит к росту собственных помех на его выходе. На рис. 6.9 приведены графики, показывающие проигрыш в защищенности от собственных помех для кабельных участков с различным затуханием  $A_{к\lambda}$ . Из графиков следует, что значение параметра  $B$  должна выбираться в пределах 0,2...0,5. Однако, как уже было сказано, при таких значениях  $B$  послеимпульсные воздействия в ТРР имеют большую величину и длительность. Поскольку решение принимается не точно в тактовой точке, но с некоторой погрешностью, то межсимвольные помехи при этом могут оказаться недопустимыми. Объективный выбор параметра  $B$  можно осуществить, применив экспериментальный метод глаз-диаграммы, о котором будет сказано далее.

### 6.2.3. Коэффициент ошибок регенератора

Для правильного определения символа на входе регенератора требуется некоторая минимальная величина отношения сигнал/помеха. Рассмотрим вначале случай, когда принимаемая импульсная последовательность представляет собой положительные и отрицательные импульсы с амплитудами соответственно  $+U_0/2$  и  $-U_0/2$  при равной вероятности появления импульсов одной и другой полярности (рис. 6.10). Оптимальное расположение порога принятия решения равно среднему значению сигнала. В этом случае по-

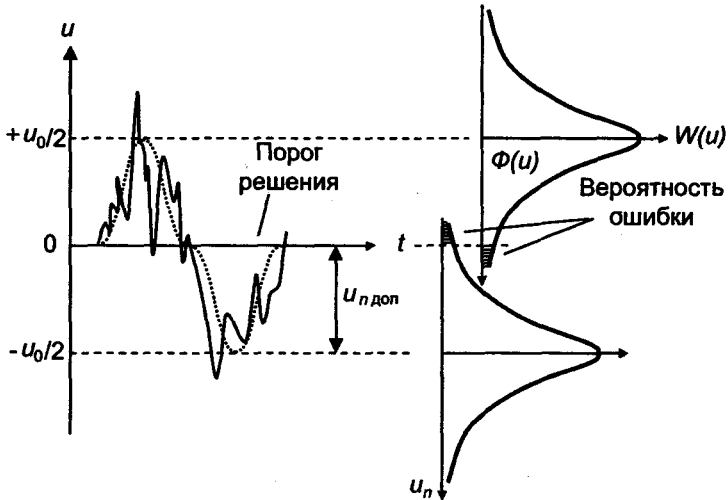


Рис.6.10. Определение допустимой помехозащищенности регенератора

Порог решения должен быть установлен равным нулю  $u_{пр} = u_{ср} = 0$ . Если в момент решения амплитуда импульса с учетом помехи больше нуля, то будет принято решение о приеме импульса положительной полярности, если же амплитуда импульса с учетом помехи будет меньше нуля, то будет восстановлен импульс отрицательной полярности. Для расчета вероятности ошибки предположим, что помеха, добавляющаяся к сигналу, имеет гауссово распределение мгновенных значений, как это показано на рис. 6.10 справа.

Если мгновенные значения помехи имеют гауссово распределение вероятностей

$$W(x) = e^{-x^2/2} / \sqrt{2\pi},$$

где  $x = u_{п} / u_{п эфф}$ , то вероятность ошибки  $p_{ош}$  будет равна

$$p_{ош} = (1/\sqrt{2\pi}) \left( \int_{x_{доп}}^{\infty} e^{-x^2/2} dx \right) \cdot (0,5 + 0,5) = \frac{1 - \Phi(x_{доп})}{2},$$

причем здесь

$$\Phi(x) = (2/\sqrt{2\pi}) \int_0^{x_{\text{доп}}} e^{-x^2/2} dx$$

– интеграл вероятности, а сумма  $0,5 + 0,5$  – вероятность появления импульсов положительной и отрицательной полярностей.

Функция интеграла вероятности табулирована и приведена практически в любом пособии по теории вероятностей и математической статистике, поэтому несложно решить обратную задачу: по заданной допустимой вероятности ошибки найти требуемую помехозащищенность в точке решения регенератора. Действительно, если  $\rho_{\text{ош доп}}$  задано, то  $\Phi(x_{\text{доп}}) = 1 - 2 \rho_{\text{ош доп}}$ , откуда по таблицам находится значение  $x_{\text{доп}}$ . Поскольку, как это видно из рис. 6.10,

$$x_{\text{доп}} = \frac{u_{\text{п доп}}}{u_{\text{пэфф}}} = \frac{u_0/2}{u_{\text{пэфф}}},$$

то соответствующая этому значению вероятности ошибки требуемая помехозащищенность регенератора должна быть равна

$$A_{\text{пз треб}} = 20 \lg \left( \frac{u_0/2}{u_{\text{пэфф}}} \right) = 20 \lg x_{\text{доп}}.$$

Зависимость вероятности ошибок или коэффициента ошибок по битам\* от помехозащищенности регенератора при двухуровневом сигнале приведены в табл. 6.1. Быстрое снижение  $\rho_{\text{ош}}$  с ростом помехозащищенности позволяет считать, что при помехозащищенности более 17,7 дБ ошибки практически отсутствуют. Однако в реальных условиях надо иметь в виду следующее. Во-первых, вышеприведенные расчеты были сделаны для случая идеальной коррекции частотных характеристик тракта передачи, т.е. при отсутствии межсимвольных помех. Во-вторых, распределение мгновенных значений помехи может отличаться от распределения Гаусса. Наконец, в третьих, в работе регенератора могут иметь место различные погрешности, о которых будет сказано далее. С учетом сказанного, требуемая помехозащищенность регенератора должна быть взята с некоторым запасом  $\Delta A_{\text{рег}}$ . Обычно величина запаса принимается равной 10...15 дБ.

---

\* Коэффициент ошибок по битам равен отношению ошибочно принятых символов к общему числу символов, переданных за период измерения. Вероятность ошибки соответствует коэффициенту ошибок при времени измерений, стремящемуся к бесконечности.

Таблица 6.1

$A_{\text{тз}}, \text{дБ}$	$\rho_{\text{ош}}$
11,40873	0,0001
12,59847	10E-05
13,54059	10E-06
14,31955	10E-07
14,98308	10E-08
15,56069	10E-09
16,07192	10E-10
16,53035	10E-11
16,94577	10E-12
17,32548	10E-13
17,67454	10E-14

Для трехуровневого сигнала порог решения следует установить отдельно для положительных и отрицательных импульсов с абсолютным значением  $(u_v/2)/2$ , т.е. повысить требуемую помехозащищенность на 6 дБ. В общем случае при числе разрешенных уровней сигнала  $m_y$ , прибавка составит  $\Delta A_{\text{тз}} = 20\lg(m_y - 1)$ .

Для расчета зависимости требуемой помехозащищенности регенератора от коэффициента ошибок удобно пользоваться эмпирической формулой

$$A_{\text{тз, треб}} = N + M \lg \lg(1/\rho_{\text{ош}}) + 20\lg(m_y - 1) + \Delta A_{\text{рег}}, \text{дБ.} \quad (6.1)$$

Значения  $N$  и  $M$  для различных пределов  $\rho_{\text{ош}}$  приведены в табл. 6.2.

Таблица 6.2

$\rho_{\text{ош}}$	$N$	$M$	Погрешность расчета, дБ
$10^{-05} \dots 10^{-15}$	4,63	11,42	$\pm 0,04$
$2 \cdot 10^{-06} \dots 10^{-15}$	4,75	11,3	$\pm 0,02$

#### 6.2.4. Метод «глаз-диаграммы»

Удобным графическим методом определения воздействия на импульсы реальных искажений, возникающих при распространении импульсов от регенератора к регенератору, является метод глаз-диаграммы. Она представляет собой осциллограмму в точке решения регенератора (ТРР), причем вертикальная развертка определяется приходящей случайной импульсной последовательностью, а горизонтальная соответствует периоду тактовой частоты. В подпараграфе 6.2.2 (см. рис. 6.8,б) была приведена форма сигнала,

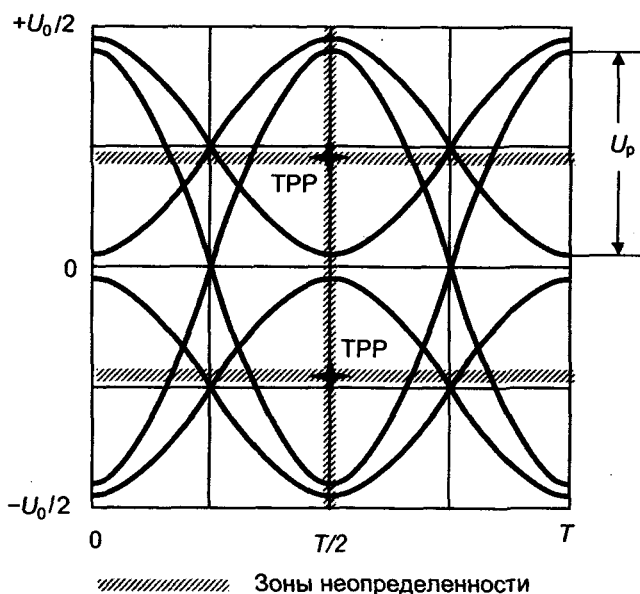


Рис.6.11. «Глаз-диаграмма» для сигнала в троичном коде

обеспечивающая малые межсимвольные искажения даже при неточном определении моментов принятия решения. Однако, в реальном случае форма одиночного импульса в TPP близка к гауссовой и глаз-диаграмма для сигнала в трехуровневом коде имеет вид, показанный на рис. 6.11. Из указанного рисунка легко определить зону или «раскрыв», в пределах которой должна производиться операция решения для каждого из двух уровней.

В данном случае раскрыв глаз-диаграммы (область, где должно приниматься решение о значении импульса) для верхней части определяется комбинациями  $-1, +1, -1$  (сверху) и  $+1, 0, +1$  (снизу). Если импульс в точке решения регенератора TPP аппроксимируется гауссовой формой  $S(t) = U_0 e^{-kt^2/T^2}$ ; то максимальный раскрыв по вертикали можно найти как  $U_{p\text{макс}} = U_0(1 - 4e^{-k})$ , а ширину раскрыва  $2t_{\text{макс}}$  из соотношения  $4ch(k2t_{\text{макс}}/T) = e^k$ . Очевидно, TPP должна находиться в середине зоны раскрыва, как это показано на рис. 6.11.

Для импульса, у которого  $S(0,5T) = 0,5U_0$ ,  $k = 2,773$ . Тогда  $S(T) = \pm 0,0625U_0$ ,  $U_{p\text{макс}} = 0,75U_0$  и  $2t_{\text{макс}} = 0,7442T$ . Часто импульс в TPP аппроксимируют косинусквдратной формой

$$S(t) = \begin{cases} U_0 \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{t}{T}\right); & -1 \leq t \leq 1 \\ 0; & t > 1, t < -1 \end{cases},$$

в этом случае  $U_{p \text{ макс}} = U_0$  и  $2t_{\text{макс}} = 0,667T$ .

Следует отметить, что величина межсимвольных помех может оказаться больше расчетной за счет допусков при реализации характеристик корректирующего усилителя. Кроме того, реальное решающее устройство характеризуется зонами неопределенности в установлении величины порога и момента принятия решения (рис. 6.11).

Учет неточности процесса принятия решения может быть осуществлен следующим образом. Можно считать, что точка решения, т.е. точка пересечения порога и момента принятия решения (точка ТРР) остается неизменной, а соответствующим образом уменьшается раскрыв глаз-диаграммы (рис. 6.12). При этом ошибки подразделяются на амплитудные, характеризующие смещение по вертикальной оси, и временные, характеризующие смещение по горизонтальной оси. Обозначим через  $\Delta U$  суммарную амплитуду всех амплитудных искажений, вызванных межсимвольными помехами, неопределенностью порога решения, нестабильностью амплитуды импульсов на выходе регенераторов и тому подобное, а через  $\Delta T$  – суммарную амплитуду всех временных искажений, которые, в основном, возникают из-за несоответствия моментов принятия решения их номинальным значениям и наличия фазового дрожания хронизирующих импульсов.

Для учета амплитудных искажений необходимо сдвинуть края глаз-диаграммы по вертикальной оси на  $\Delta U$ , а для учета временных искажений – по горизонтальной оси на  $\Delta T$  (рис. 6.12). В этом случае требуемое приращение отношения сигнал/помеха. может быть определено как

$$\Delta A_{\text{пер}} = 20 \lg(U_p/U_p') = -20 \lg[1 - (U_p - U_p')/U_p] = 20 \lg H_p.$$

На практике раскрыв  $H_p$  определяют по отношению к размаху импульса  $2U_0$ . В этом случае при использовании  $m_\gamma$ -уровневого кода (для  $m_\gamma$ -уровневой глаз-диаграммы) это выражение принимает вид

$$\Delta A_{\text{пер}} = -20 \lg[1 - R(m_\gamma - 1)], \quad (6.2)$$

где  $R = (U_p - U_p')/2U_0$  – степень «прикрытия» глаза диаграммы.



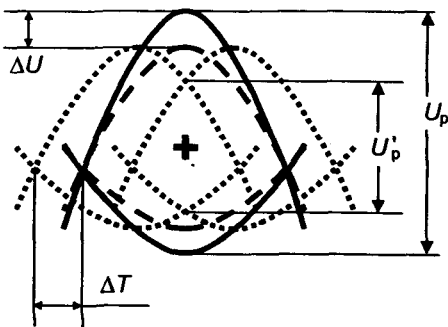


Рис.6.12. Влияние погрешностей на раскрыв глаз-диаграммы

На рис. 6.13 представлены зависимости  $\Delta A_{\text{рег}}$ , характеризующие требуемое увеличение отношения сигнал/помеха от нормализованного значения уменьшения раскрыва глаз-диаграммы  $R$  для различных значений  $m_y$ . Чтобы получить результирующую величину требуемого отношения сигнал/шум при заданной вероятности ошибки, необходимо в формуле (6.1) для заданных значений  $\rho_{\text{ош}}$  и  $m_y$ , величину  $\Delta A_{\text{рег}}$  рассчитать по соотношению (6.2) или взять из графиков рис. 6.13.

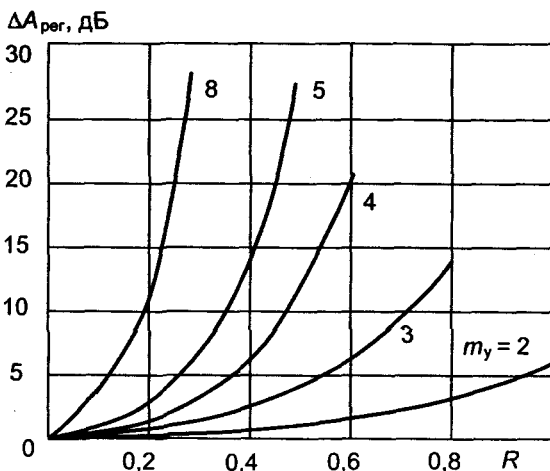


Рис. 6.13 Увеличение требуемой помехозащитности регенератора в зависимости от уменьшения раскрыва глаз-диаграммы и числа уровней кода

## Глава 6. Передача цифровых сигналов

Так, например, при  $m_y = 5$ , и  $R = 0,4$  получаем  $\Delta A_{\text{рег}} \approx 14$  дБ. Тогда для  $\rho_{\text{ош}} = 10^{-10}$  по формуле (6.1) требуемая величина помехозащитности регенератора будет

$$A_{\text{пз треб}} = 6,43 + 11,42 \lg \lg(1/10^{-10}) + 20 \lg(5 - 1) + 14 \approx 44 \text{ дБ.}$$

Зависимости, представленные на рис. 6.13, еще раз наглядно подтверждают наличие порогового эффекта при цифровом способе передачи информации. Оказывается, например, что при  $R \geq 0,5$  использование четырехуровневых кодов вызывает серьезные затруднения, так как требуется обеспечение большой величины отношения сигнал/помеха, а использование кодов с  $m_y > 4$  без каких-либо специальных мер оказывается невозможным.

Определенный интерес представляют зависимости, связывающие между собой параметры  $\Delta U$  и  $\Delta T$  при заданных значениях требуемого раскрытия глаза диаграммы  $H_p = (1 - R) \cdot 100\%$ . На рис. 6.14 представлены указанные зависимости для трехуровневого кода и косинусквадратной формы импульса. При проектировании регенераторов ЦТС с помощью этих графиков, можно перераспределять между собой амплитудные и временные искажения, так как одну и ту же величину  $H_p$  можно получить при различных соотношениях между  $\Delta U$  и  $\Delta T$ .

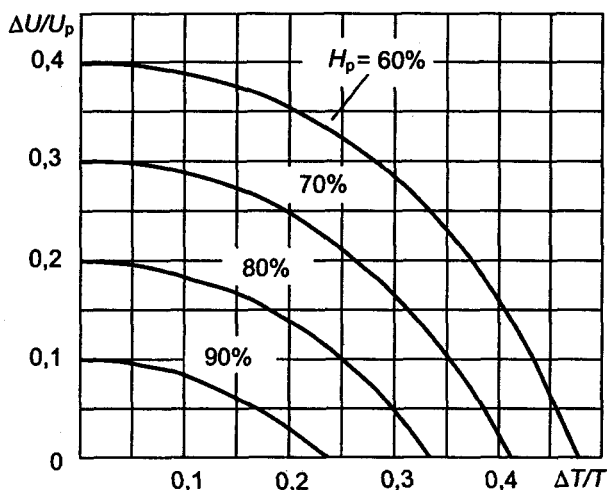


Рис. 6.14. Зависимость между уменьшением раскрытия глаз-диаграммы и смещением момента принятия решения

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

Как уже отмечалось, оценка вероятности ошибки, основанная на раскрытии глаз-диаграммы, ориентируется на наихудшую из возможных ситуаций. Раскрытие «глаза» обуславливается двумя предельными траекториями, каждой из которых соответствует определенная кодовая последовательность. Любым другим последовательностям соответствует меньшая величина межсимвольных помех, в результате чего снижается вероятность ошибочной регенерации.

В принципе можно получить среднюю вероятность ошибки путем расчета межсимвольных переходных помех и раскрытия «глаза» для каждой из возможных кодовых последовательностей, т.е. определить общую вероятность ошибок путем усреднения по всем комбинациям.

Таким образом, при оценке помехоустойчивости регенератора следует учитывать целый ряд факторов, снижающих помехоустойчивость регенератора. Компенсация влияния ухудшающих факторов на практике, как уже отмечалось, достигается за счет увеличения отношения сигнал/помеха на входе решающего устройства регенератора на  $\Delta A_{\text{пер}}$  по сравнению с требуемым отношением для идеального регенератора. В табл. 6.3 приведены примерные значения этого увеличения для различных ухудшающих факторов при использовании трехуровневых кодов.

Таблица 6.3

Причина снижения помехоустойчивости	Снижение помехоустойчивости, дБ	Примечание
Межсимвольные помехи	2	—
Допуски на амплитуду и длительность импульсов	2	Отклонения амплитуды и длительности импульсов в пределах 5% от номинальных значений
Отклонения АЧХ корректирующего усилителя от расчетной	1,5	Отклонения АЧХ от расчетной на полутаковой частоте равно 1 дБ
Нестабильность порога и конечная чувствительность РУ	1,5	—
Низкочастотная отсечка	1,3	Для кода ЧПИ частота среза равна 0,2% тактовой частоты

## Глава 6. Передача цифровых сигналов

Причина снижения помехоустойчивости	Снижение помехоустойчивости, дБ	Примечание
Различие площадей импульсов противоположной полярности	1	–
Отклонение момента стробирования	0,9	–

Таким образом, наличие различных ухудшающих факторов требует увеличения помехозащищенности регенератора примерно на 10 дБ.

### 6.3. Коды в линии

#### 6.3.1. Анализ двоичной последовательности

Методы коррекции частотных характеристик тракта позволяют снизить межсимвольные помехи, происходящие от искажений I-рода (из-за ограничения спектра сигнала сверху). Коррекция частотных искажений в области низких частот неэффективна, а потому для уменьшения межсимвольных помех из-за искажений II-рода следует использовать такие сигналы в линии, у которых низкочастотные спектральные составляющие относительно невелики. Это достигается выбором определенного кода сигнала в линии. Вообще сигналы в линии должны отвечать следующим условиям:

- спектр сигнала (область, где сосредоточено ~ 90% мощности) должен быть возможно сильнее ограничен, особенно в области низких частот;

- структура сигнала должна позволять достаточно просто выделять из него сигнал тактовой частоты;

- должна обеспечиваться возможность контроля коэффициента ошибок в тракте без перерыва связи.

Рассмотрим вначале, в какой степени случайная последовательность в натуральном коде с вероятностью появления единиц  $p$  и коэффициентом скважности  $K_{ск} = T_d / \tau_{и}$ , представленная на рис. 6.15, удовлетворяет поставленным требованиям.

Как видно из рисунка, случайная последовательность импульсов с амплитудой  $U_0$  в натуральном коде (верхняя осциллограмма) может быть представлена суммой регулярной (детерминированной) последовательности положительных импульсов с амплитудой  $pU_0$

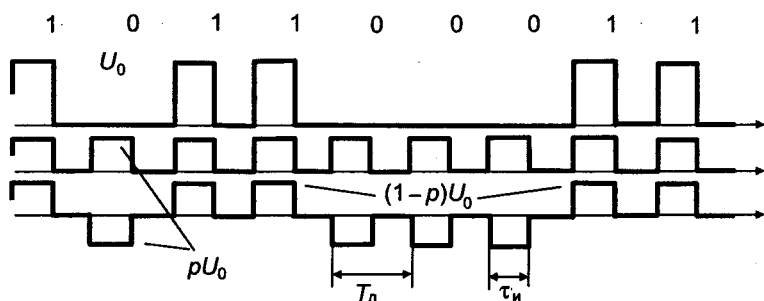


Рис. 6.15. Структура случайной двоичной последовательности

(средняя осциллограмма) и двух случайных последовательностей: положительных импульсов с амплитудой  $(1-p)U_0$ , и отрицательных – с амплитудой  $pU_0$ .

Мощности этих последовательностей могут быть подсчитаны по следующим формулам.

Мощность исходной последовательности

$$P_0 = P_n + P_d = \rho U_0^2 / K_{\text{СК}}, \text{ где } K_{\text{СК}} = T_d / \tau_n.$$

Мощность детерминированной последовательности

$$P_d = (\rho U_0)^2 / K_{\text{СК}},$$

тогда мощность случайных последовательностей составит

$$P_n = P_0 - P_d = (\rho U_0^2 - \rho^2 U_0^2) / K_{\text{СК}} = \rho(1-\rho)U_0^2 / K_{\text{СК}}$$

или

$$P_n = P_{n+} + P_{n-} = \rho[(1-\rho)U_0]^2 / K_{\text{СК}} + (1-\rho)(\rho U_0)^2 / K_{\text{СК}} = \rho(1-\rho)U_0^2 / K_{\text{СК}}.$$

В зависимости от вероятности появления единиц  $\rho$  указанные мощности изменяются, как это показано на графике рис. 6.16.

Амплитуды спектральных составляющих детерминированной последовательности представляют собой коэффициенты ряда Фурье

$$a(nf_0) = \begin{cases} \rho U_0 / K_{\text{СК}}, & n = 0 \\ (2\rho U_0 / K_{\text{СК}}) \frac{\sin(\pi n / K_{\text{СК}})}{\pi n / K_{\text{СК}}}, & n = 1, 2, 3, \dots \end{cases}$$

Соответственно дискретный энергетический спектр данной последовательности определяется выражением

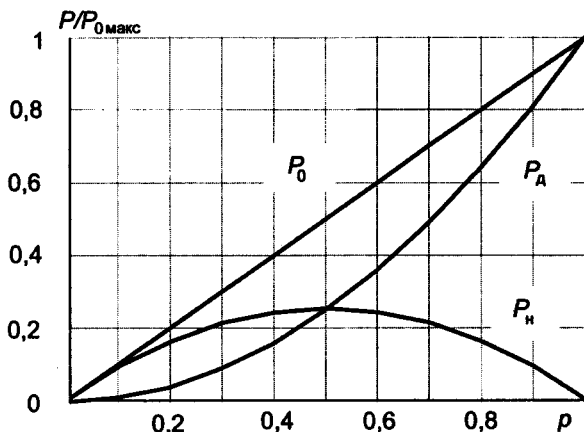


Рис. 6.16. Зависимость мощности составляющих случайной последовательности от вероятности появления единиц

$$G(nf_0) = \begin{cases} p^2 U_0^2 / K_{\text{сх}}^2, & n = 0 \\ (2p^2 U_0^2 / K_{\text{сх}}^2) \frac{\sin^2(\pi n / K_{\text{сх}})}{(\pi n / K_{\text{сх}})^2}, & n = 1, 2, 3, \dots \end{cases}$$

В этом выражении синус квадратный множитель соответствует энергетическому спектру прямоугольного импульса и определяет частотную зависимость составляющих дискретного спектра, а также огибающую непрерывного энергетического спектра случайной последовательности двоичных прямоугольных импульсов. Спектры для коэффициентов  $K_{\text{сх}}$ , равных соответственно 1, 2 и 4, а также для биимпульсов длительностью в один период тактовой частоты (о которых речь пойдет далее), показаны на рис. 6.17.

Обратимся к требованиям, сформулированным выше. Мы видим, что в случайной последовательности в натуральном коде поставленные требования практически не удовлетворяются. Во-первых, спектр сигнала относительно широк и в нем присутствует постоянная составляющая, что приводит к большому межсимвольным помехам. Во-вторых, хронизирующий сигнал в спектре имеется, но при  $p \rightarrow 0$ , его мощность также стремится к нулю, т.е. при передаче комбинаций, состоящих из больших пакетов нулей, выделение хронизирующего сигнала будет затруднено. В-третьих возможность контроля появления ошибок отсутствует.

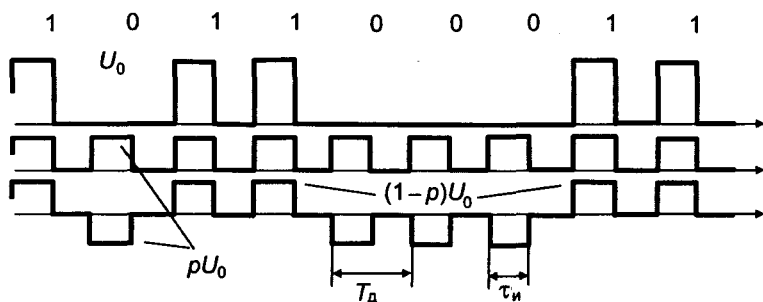


Рис. 6.15. Структура случайной двоичной последовательности

(средняя осциллограмма) и двух случайных последовательностей: положительных импульсов с амплитудой  $(1-p)U_0$ , и отрицательных – с амплитудой  $pU_0$ .

Мощности этих последовательностей могут быть подсчитаны по следующим формулам.

Мощность исходной последовательности

$$P_0 = P_n + P_d = pU_0^2 / K_{\text{СК}}, \text{ где } K_{\text{СК}} = T_d / \tau_n.$$

Мощность детерминированной последовательности

$$P_d = (pU_0)^2 / K_{\text{СК}},$$

тогда мощность случайных последовательностей составит

$$P_n = P_0 - P_d = (pU_0^2 - p^2U_0^2) / K_{\text{СК}} = p(1-p)U_0^2 / K_{\text{СК}}$$

или

$$P_n = P_{n+} + P_{n-} = p[(1-p)U_0]^2 / K_{\text{СК}} + (1-p)(pU_0)^2 / K_{\text{СК}} = p(1-p)U_0^2 / K_{\text{СК}}.$$

В зависимости от вероятности появления единиц  $p$  указанные мощности изменяются, как это показано на графике рис. 6.16.

Амплитуды спектральных составляющих детерминированной последовательности представляют собой коэффициенты ряда Фурье

$$a(nf_0) = \begin{cases} pU_0 / K_{\text{СК}}, & n = 0 \\ (2pU_0 / K_{\text{СК}}) \frac{\sin(\pi n / K_{\text{СК}})}{\pi n / K_{\text{СК}}}, & n = 1, 2, 3, \dots \end{cases}$$

Соответственно дискретный энергетический спектр данной последовательности определяется выражением

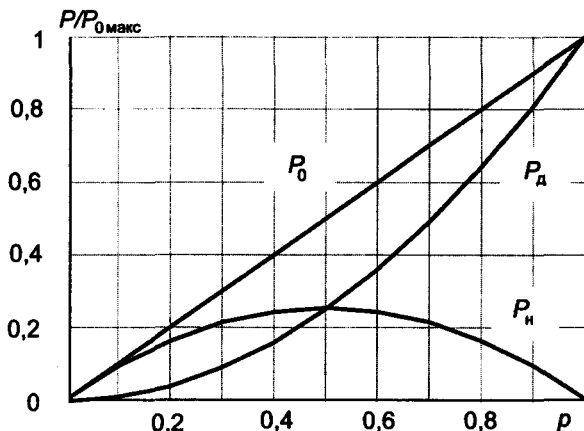


Рис. 6.16. Зависимость мощности составляющих случайной последовательности от вероятности появления единиц

$$G(nf_0) = \begin{cases} p^2 U_0^2 / K_{\text{СК}}^2, & n = 0 \\ (2p^2 U_0^2 / K_{\text{СК}}^2) \frac{\sin^2(\pi n / K_{\text{СК}})}{(\pi n / K_{\text{СК}})^2}, & n = 1, 2, 3, \dots \end{cases}$$

В этом выражении синус квадратный множитель соответствует энергетическому спектру прямоугольного импульса и определяет частотную зависимость составляющих дискретного спектра, а также огибающую непрерывного энергетического спектра случайной последовательности двоичных прямоугольных импульсов. Спектры для коэффициентов  $K_{\text{СК}}$ , равных соответственно 1, 2 и 4, а также для биимпульсов длительностью в один период тактовой частоты (о которых речь пойдет далее), показаны на рис. 6.17.

Обратимся к требованиям, сформулированным выше. Мы видим, что в случайной последовательности в натуральном коде поставленные требования практически не удовлетворяются. Во-первых, спектр сигнала относительно широк и в нем присутствует постоянная составляющая, что приводит к большому межсимвольным помехам. Во-вторых, хронящий сигнал в спектре имеется, но при  $p \rightarrow 0$ , его мощность также стремится к нулю, т.е. при передаче комбинаций, состоящих из больших пакетов нулей, выделение хронящего сигнала будет затруднено. В-третьих возможность контроля появления ошибок отсутствует.



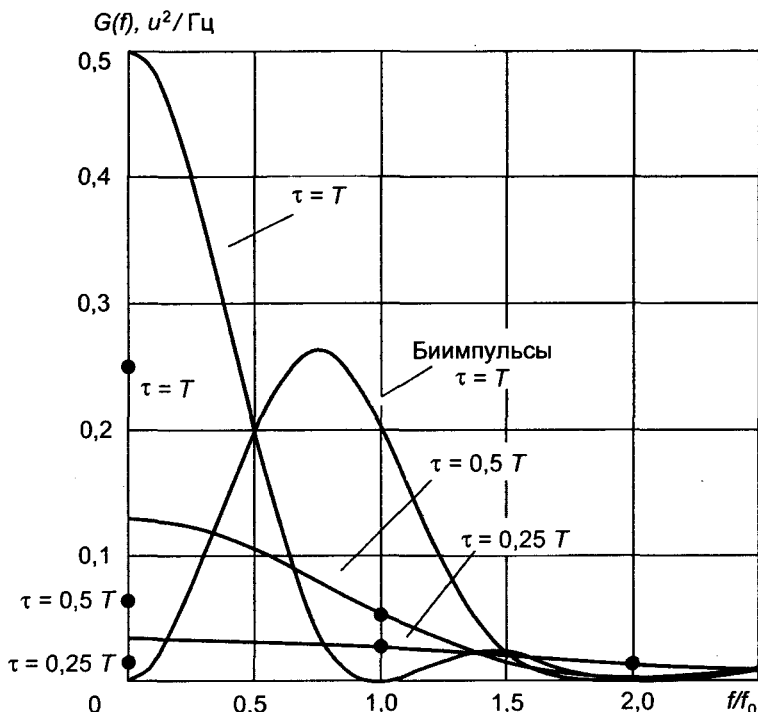


Рис. 6.17. Спектры прямоугольных импульсов:

• мощность дискретных составляющих,  $u^2/\text{Гц}$

Для устранения основных недостатков первоначально было использован метод чередования полярности импульсов (код ЧПИ), т.е. символу «0» в этом коде соответствовала пауза, а символу «1» – последовательно импульсы положительной и отрицательной полярности. Действительно, как это следует из рис. 6.18,а,б, чередование полярности позволяет относительно хорошо компенсировать межсимвольные помехи I рода и, что особенно важно, – помехи II рода. Это обстоятельство позволяет предположить, что спектр сигнала в коде ЧПИ ограничен по сравнению с исходной последовательностью как сверху, так и снизу.

В сигнале с ЧПИ возможен контроль появления ошибок. Действительно, пропадание импульса или появление ложного приводит к нарушению чередования полярности, что легко контролировать по текущей сумме, которая не должна превышать единицы. Возможна даже коррекция ошибок методом Витерби (методом максимального

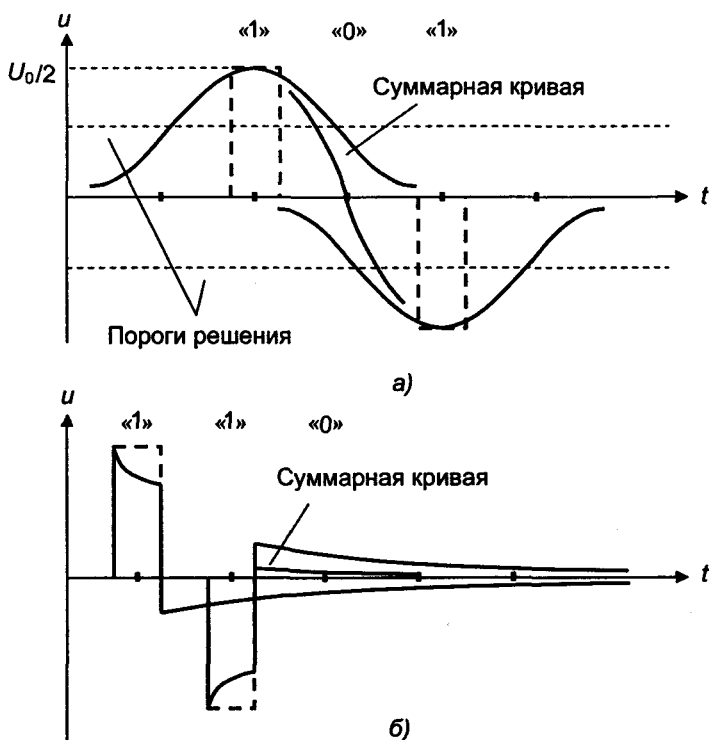


Рис. 6.18. Компенсация межсимвольных помех при применении кода ЧПИ: а – I рода, б – II рода

правдоподобия – ошибка наиболее вероятна в бите, где амплитуда наиболее близка порогу принятия решения).

Дискретные составляющие в сигнале с ЧПИ также оказываются компенсированными, однако выделение хранирующего сигнала не сложно – сигнал легко переводится в исходный путем двухполупериодного выпрямления. Однако если в исходной последовательности присутствуют большие пакеты нулей, выделение хранирующего сигнала существенно затрудняется. Преодоление этой трудности возможно несколькими способами.

*Способ 1.* В исходной последовательности осуществляется инверсия четных (или нечетных) разрядов. При этом последовательности нулевых символов превращаются в последовательности вида «10101...». Способ применим в первичных системах, где появление в исходной последовательности комбинаций вида «10101...»

(и, следовательно, превращение этих комбинаций в последовательности нулевых символов) маловероятно.

*Способ II.* Исходная последовательность скремблируется. Способ применим в любых системах, но понижает надежность ЦТС за счет возможной рассинхронизации скремблера и дескремблера (см. также § 7.1).

Отметим, что код ЧПИ (AMI) был первым кодом для ЦТС, рекомендованным МСЭ-Т.

### 6.3.2. Общие характеристики кодов

Рассмотрим общие принципы формирования сигналов в линии. Сигнал, передаваемый по линии, можно представить в следующем виде:

$$S(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n^{(k)} S_i(t - nt).$$

Здесь  $n$  – порядковый номер символа;  $a_n^{(k)}$  –  $k$ -е значение символа ( $k \in m_y$ );  $m_y$  – число уровней кода;  $S_i(t)$  – функция, описывающая форму импульсов. Для двоичного кода  $a^{(k)}$  принимает два значения:  $a^{(1)} = 0$ ,  $a^{(2)} = 1$ , для троичного сигнала –  $a^{(1)} = -1/2$ ,  $a^{(2)} = 0$ ,  $a^{(3)} = +1/2$ . В общем случае при принятии нормирующих условий

$$a^{(m_y)} - a^{(1)} = 1, [a^{(1)} + a^{(m_y)}] / 2 = a_{\text{ср}},$$

остальные уровни будут иметь величину

$$a^{(k)} = a_{\text{ср}} - 1/2 + \frac{k-1}{m_y-1},$$

где  $a_{\text{ср}}$  – значение символа, соответствующего среднему уровню кода.

Для симметричных кодов  $a_{\text{ср}} = 0$ , и тогда одна половина уровней принимает положительные значения, другая – отрицательные, а при нечетном числе уровней один из них (средний) принимает значение 0. При этом значения  $a^{(k)}$  появляются с определенными вероятностями  $p[a^{(k)}]$ , которые зависят от статистических свойств исходной двоичной последовательности и типа преобразователя двоичного кода в линейный, а среднее значение сигнала можно определить следующим образом:

$$a = \sum_{k=1}^{m_y} p[a^{(k)}] a^{(k)}.$$

Статистические свойства коэффициентов  $a^{(k)}$  и спектр  $S_i^2(\omega)$ , соответствующий форме используемых импульсов, характеризуют свойства сигнала в линии. Поэтому формирование требуемого энергетического спектра может быть осуществлено соответствующим изменением структуры импульсной последовательности и выбором импульсов нужной формы.

Учитывая, что на вероятности появления символов исходного двоичного сигнала не могут быть наложены ограничивающие условия, код, используемый в линии, должен обладать некоторой избыточностью, позволяющей удовлетворить дополнительные требования.

Будем считать элементом видеоимпульсного сигнала любое возможное сочетание видеоимпульсов и пауз внутри тактового интервала  $T$ , отведенного для передачи одного символа информации. Если принять, что импульсы имеют прямоугольную форму, их длительность равна  $T$  или  $T/2$ , фронт совпадает с началом или серединой тактового интервала, а амплитуда равна  $A/2$ , то возможное число разнотипных элементов видеоимпульсных сигналов  $S_k(t)$  составит девять (рис. 6.19).

При передаче «1» и «0» исходной информации может использоваться комбинация двух любых элементов видеоимпульсного сигнала  $S_i(t)$  и  $S_j(t)$ . В этом случае число двоичных видеоимпульсных сигналов  $C_9^2 = 36$ . Кроме того, в ЦТС могут применяться многоэлементные видеоимпульсные сигналы (передача одного символа ин-

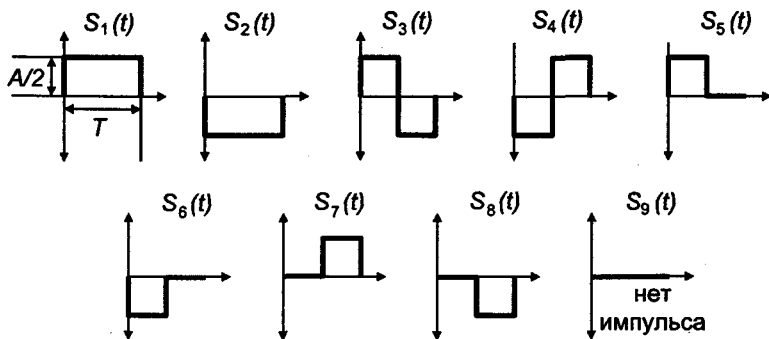


Рис. 6.19. Элементы видеоимпульсных сигналов

формации осуществляется с помощью нескольких элементов), а также многопозиционная (многоуровневая) модуляция отдельных элементов (например, для каждого элемента предусматривается несколько градаций амплитуды). Таким образом, видеоимпульсные сигналы отличаются весьма большим многообразием.

Однако следует учесть, что далеко не все видеоимпульсные сигналы отвечают требованиям, предъявляемым к цифровым сигналам, которые предназначены для передачи по линии. Вне зависимости от конкретных условий сравнение цифровых сигналов удобно производить по потенциальной помехоустойчивости при идеальных условиях, которая зависит от эквивалентной мощности  $P_3$ , элементов этого сигнала  $S_i(t)$  и  $S_j(t)$ , т.е.

$$P_3 = \frac{1}{T} \int_0^1 [S_i(t) - S_j(t)]^2 dt.$$

Очевидно, предельной помехоустойчивостью будут обладать сигналы, элементы которых противоположны и удовлетворяют равенству  $S_i(t) = -S_j(t)$ . Таким образом, для сигналов, приведенных на рис. 6.19, предельную помехоустойчивость можно получить только в двух случаях, – при использовании  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$  (имеем «моноимпульсный» сигнал) или  $S_3(t)$  и  $S_4(t)$  (имеем «биимпульсный» сигнал). Все другие виды абсолютных двоичных видеоимпульсных сигналов имеют потенциальную помехоустойчивость на 2...9 дБ ниже предельного значения. Это относится и к большинству многоэлементных видеоимпульсных сигналов. Так, ранее рассмотренный сигнал с чередованием полярности импульсов ЧПИ (АМІ), в котором двоичный символ «1» передается чередованием элементов  $S_5(t)$  и  $S_6(t)$ , а 0 – пассивной паузой  $S_9(t)$ , имеет потенциальную помехоустойчивость на 9 дБ ниже предельной.

Кроме того, для оценки различных видов видеоимпульсных сигналов важными являются параметры, оценивающие среднее значение вероятности присутствия тактовой частоты в цифровом сигнале и устойчивость ее признаков. В табл. 6.4 для некоторых видов видеоимпульсных сигналов кроме мощности  $P_3$  указаны также значения параметра  $\rho_m$ , характеризующего среднее значение вероятности присутствия тактовой частоты в цифровом сигнале при равной вероятности передачи двоичных символов, и параметра  $K_T$ , характеризующего устойчивость признаков тактовой частоты при различных предельно возможных вероятностях передачи двоичных символов, т.е.  $K_T = \rho_{T \text{ мин}} / \rho_{T \text{ макс}}$ .

Элементы сигналов (см. рис. 6.19), используемые для передачи		$P_3$	$P_T$	$K_T$
«1»	«0»			
$S_1(t)$	$S_2(t)$	$A^2$	0,5	0
$S_3(t)$	$S_4(t)$	$A^2$	1	1
$S_5(t)$	$S_9(t)$	$A^2/8$	0,5	0
$S_1(t)$	$S_9(t)$	$A^2/4$	0,25	0
$S_5(t) S_6(t)$	$S_9(t)$	$A^2/8$	0,5	0
$S_1(t) S_2(t)$	$S_4(t)$	$A^2/2$	0,62	0,5

При передаче по линии сигналов, у которых  $K_T = 0$ , необходимо предусматривать некоторые дополнительные меры для повышения устойчивости признаков тактовой частоты с целью поддержания нормальных условий работы цепей тактовой синхронизации.

Из приведенных в таблице данных видно, что одним из наиболее эффективных является биимпульсный сигнал, который благодаря сбалансированности каждого элемента  $S_3(t)$  и  $S_4(t)$  обладает предельной помехоустойчивостью и максимальным значением параметра устойчивости признаков тактовой частоты. Однако этот сигнал имеет относительно высокую минимальную верхнюю частоту спектра (см. рис. 6.17), которая определяется как первая гармоника периодической последовательности элементов сигнала. Этот недостаток может быть скомпенсирован реализацией многоуровневой модуляции элементов биимпульсного сигнала, при которой, как будет показано ниже, снижается значение тактовой частоты.

С целью повышения стабильности признаков тактовой частоты для большинства видеоимпульсных сигналов требуется дополнительное преобразование цифровой информации путем изменения ее статистических свойств. Если изменение статистических свойств исходной двоичной информации, происходит при некоторых определенных условиях (например, заданном количестве подряд следующих 0), то в результате формируются так называемые неалфавитные коды. Если же статистические свойства исходной двоичной последовательности изменяются путем ее деления на группы с постоянным числом тактовых интервалов и последующего преобразования этих групп по определённому алфавиту в группы символов кода с другим основанием счисления (больше двух) и, как правило,

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

с новым числом тактовых интервалов, то в результате формируются алфавитные коды.

Среди неалфавитных кодов наибольшее распространение получили коды типов *HDBn* и *BnZS*, в которых последовательность двоичных «0» длиной  $(n + 1)$  символов заменяется определенным сочетанием импульсов и пауз. В указанных кодах используются все три элемента сигнала ЧПИ, однако имеются нарушения условия чередования полярности импульсов. Предельная помехоустойчивость таких кодов совпадает с величиной, полученной для ЧПИ, а минимальная верхняя частота спектра увеличивается за счет сокращения числа элементов  $S_3(t)$ , не содержащих признаков тактовой частоты, до значения  $(0,6... 0,7)f_r$ .

Использование алфавитных кодов позволяет не только повысить стабильность признаков тактовой частоты, но и увеличить пропускную способность ЦТС за счет соответствующего снижения значения тактовой частоты. Однако при этом требуется передача признаков, достаточных для правильного восстановления границ групп символов кода при декодировании. В названии алфавитных кодов типа *nBkM* приняты следующие обозначения: *n* – это число символов в кодируемой двоичной группе; *B* (*Binary*) указывает, что в исходной последовательности используется двоичное основание счисления; *k* – это число символов в группе кода; *M* – буква (или буквы), отражающая кодовое основание счисления, например: *T* – троичное (*Ternary*), *Q* – четверичное (*Quaternary*), *QI* – пятиричное (*Quinary*), *S* – шестеричное (*Sextenary*), *H* – семеричное (*Heptanary*) и т. д. В соответствии со сказанным тип кода *3B2T* указывает, что каждая группа из трех двоичных символов преобразуется в соответствующую группу из двух троичных символов. Так как в этом случае применяются коды с основанием  $M > 2$ , то требуется соответствующее увеличение отличительных признаков, т.е. сигнал должен быть многопозиционным. Например, при формировании *k*-ичных символов можно использовать *k* любых элементов видеопульсных сигналов (см. рис. 6.19), либо один из них, но с *k* значениями амплитуды, либо оба указанных способа в комбинации.

Алфавитное кодирование характеризуется избыточностью преобразования двоичной информации ( $2^n < M^k$ ), что обеспечивает выполнение условия независимой передачи групп двоичных символов сочетаниями (группами) *M*-го кода. Сравнение алфавитных кодов обычно проводится по следующим параметрам:

- числу групп двоичных символов  $2^n$ ;
- числу групп символов кода  $M^k$ ;

- коэффициенту изменения тактовой частоты  $K_M = n/k$ ,
- избыточности кода  $r$ ,
- предельному коэффициенту снижения тактовой частоты (при  $r = 0$ )

$$K_{M \text{ макс}} = \lim_{r \rightarrow 0} (n/k) = \log_2 M.$$

Часто избыточность кодов в ЦТС определяется как

$$r = (H_{\text{макс}} - H) / H, \quad (6.3)$$

где  $H$  – энтропия источника сообщений (сигналов), равная  $H = -\log_2 N$ , если все сообщения (сигналы) равновероятны и объем алфавита равен  $N$ .

Однако в теории связи общепринято следующее определение избыточности:

$$r = (H_{\text{макс}} - H) / H_{\text{макс}} \leq 1, \quad (6.4)$$

Установим расчетные соотношения для избыточности кодов на основе определения (6.4). Учитывая, что  $N_{\text{макс}} = M^k$ ,  $N = 2^n$ , получаем

$$r = (\log_2 M^k - \log_2 2^n) / \log_2 M^k = 1 - n / k \log_2 M, \quad (6.5)$$

а не  $r = (k/n) \log_2 M - 1$ , как следовало бы из (6.3).

В некоторых случаях, например в ЦТС на волоконно-оптических линиях связи, используются двоичные коды ( $M = 2$ ), в частности код типа 5B6B. В этом случае  $r = 1 - n/k$ .

Большинство кодов типа  $nBkM$  позволяет уменьшить тактовую частоту сигнала в линии. Если обозначить длительность двоичных и  $M$ -х сигналов через  $\tau_2$  и  $\tau_m$ , а тактовые частоты через  $f_2$  и  $f_m$  соответственно, то получим следующие соотношения:  $k \tau_2 = m \tau_m$ ,  $f_m = n f_2 / k$ ;  $r = 1 - (1/\tau_2) / [(1/\tau_m) \log_2 M]$ ;  $f_m = f_2 / [(1 - r) \log_2 M]$ ;

$$K_{M \text{ макс}} = \lim_{r \rightarrow 0} (n/k) = \log_2 M.$$

В табл. 6.5 приведены рассмотренные параметры для некоторых алфавитных кодов.

Первые два параметра характеризуют сложность реализации операций кодирования и декодирования в преобразователях кода. Одним из наиболее оптимальных (с точки зрения технической реализации, избыточности и коэффициента снижения тактовой частоты) является код 3B2T. Реализация кодов типов 5B2S, 8B3H и неко-



## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

торых других оказывается более сложной, но позволяет в большей степени снизить значение тактовой частоты, что порой оказывается важным для ЦТС абонентского доступа (см. гл. 14).

Таблица 6.5

Тип кода	$2^n$	$M^k$	$K_M$	$r, \%$
3B2T	8	9	1,5	5,36
4B3T	16	27	1,33	15,88
9B6Q	512	2048	1,5	25
2B1QI	4	5	2	13,87
9B4QI	512	625	2,25	3,1
5B2S	32	36	2,5	3,29
8B3H	256	343	2,66	4,99

Одним из важнейших параметров, используемых при сравнительной оценке кодов, в спектре которых практически отсутствует постоянная составляющая, т.е. балансных кодов, является диапазон, в пределах которого может изменяться текущее значение цифровой суммы символов кодовой последовательности, которая определяется как

$$Z_{i+j} = Z_i + \sum_{\eta=1}^j a_{\eta},$$

где  $i, j$  – любые целые числа, а  $a_{\eta}$  – значение символа кода, переданного в  $\eta$ -м тактовом интервале.

Каждому балансному коду соответствует свой диапазон изменения текущей цифровой суммы, величина которого определяет уровень низкочастотных составляющих в спектре сигнала. Если на приеме контролировать значение  $Z_{i+j}$ , то в случае превышения им известных (для используемого кода) границ диапазона могут быть обнаружены ошибки в линейном тракте.

Общим недостатком как неалфавитных, так и алфавитных кодов является возможность размножения ошибок. На это обстоятельство, в частности, следует обращать внимание при выборе кодовых таблиц, т.е. таблиц соответствия групп двоичных символов группам символов  $M$ -го кода, общее число которых для каждого типа алфавитного кода весьма велико (оно определяется числом перестановок из  $2^n$ , т.е.  $(2^n)!$ ). В качестве одного из критериев окончательного

## Глава 6. Передача цифровых сигналов

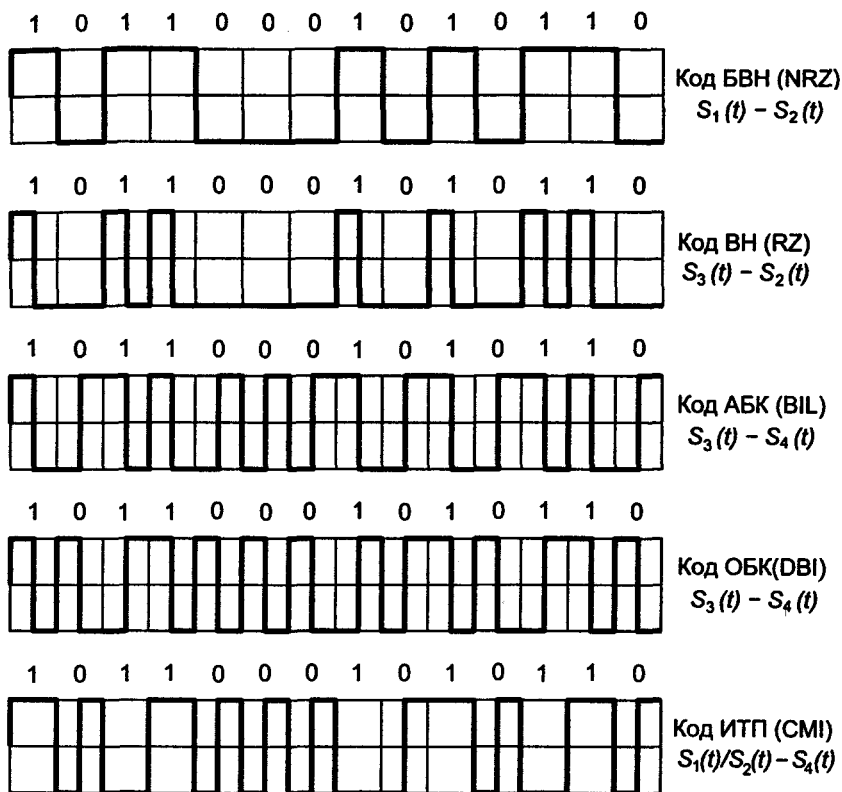


Рис. 6.20. Двухуровневые коды

выбора кодовых таблиц может быть использован критерий минимизации коэффициента размножения одиночных ошибок в процессе декодирования.

Таким образом, для обеспечения высокой помехоустойчивости, пропускной способности ЦТС, а также для выполнения требований к тактовой синхронизации, целесообразно применение рассмотренных типов алфавитных и неалфавитных кодов в сочетании с моноимпульсным и биимпульсным видеоимпульсными сигналами.

Как указывалось, отмеченные выше проблемы передачи цифрового сигнала по линии могут быть решены введением избыточности в линейный сигнал. Это достигается либо за счет увеличения скорости передачи при сохранении основания кода, равного двум, ли-

бо путем использования некоторых видов многоуровневых сигналов. При этом, как будет показано ниже, скорость передачи может остаться неизменной или несколько уменьшиться.

### 6.3.3. Виды кодов в линии ЦТС различных типов

*Двухуровневые коды* обладают наибольшей помехозащищенностью, поскольку имеют минимальное число разрешенных уровней. Двухуровневые коды получают все большее распространение, по мере распространения волоконно-оптических линий связи, в которых, как известно, коды с другим числом уровней применения не находят. Примеры двухуровневых кодов приведены на рис. 6.20.

Наибольшее распространение в ЦТС на волоконно-оптических линиях получил код БВН – без возвращения к нулю (NRZ). В этом коде единичные символы передаются положительным импульсом, затянутым на тактовый интервал  $S_1(t)$ , а нулевые символы – таким же отрицательным импульсом  $S_2(t)$  (см. рис. 6.19). Спектр сигнала в этом коде соответствует кривой  $\tau = T$  (см. рис. 6.17). Спектр относительно узок, но имеет мощные низкочастотные составляющие, которые, как известно, могут приводить к существенным межсимвольным помехам за счет линейных искажений II-рода. Спектр не содержит дискретных составляющих, а составляющие вблизи тактовой частоты отсутствуют. Поэтому выделение хронизирующего сигнала в данном случае требует преобразования кода. Код не имеет избыточности, а потому не позволяет осуществлять контроль коэффициента ошибок в процессе передачи. Следует отметить, что в оптических интерфейсах ЦТС синхронной иерархии всегда используется код БВН.

Код с возвращением к нулю ВН (RZ) формируется из импульсов типа  $S_3(t)$  и  $S_2(t)$  (см. рис. 6.19 и 6.20). Спектр сигнала в этом коде значительно шире, чем в коде БВН. Он соответствует кривой  $\tau = 0,5T$  на рис. 6.17, но без дискретных составляющих. Единственным преимуществом этого кода является наличие в его спектре составляющей тактовой частоты.

Низкочастотные составляющие подавлены в спектре сигнала в абсолютном биимпульсном коде АБК (BIL), в котором единичный символ передается биимпульсом типа  $S_3(t)$ , а нулевой –  $S_4(t)$ . Спектр сигнала в этом коде также показан на рис. 6.17. Из рисунка видно, что в спектре подавлены низкочастотные составляющие, присутствует составляющая тактовой частоты, но в области высоких частот спектр имеет такую же большую ширину, как и у сигнала в коде ВН. Основным недостатком кода АБК является возможность

«негативного» приема сигнала, при котором единичные символы заменяются нулевыми, а нулевые – единичными. Этот недостаток устраняется в относительном биимпульсном коде ОБК (DBI), в котором единица передается изменением предыдущего импульса, а ноль – повторением (см. также рис. 6.20).

В свою очередь, коду ОБК присуще размножение ошибок. Действительно, если ошибка появляется в каком-то интервале, то ошибка неизбежно возникнет и в следующем. Таким образом, коэффициент размножения ошибок при кодировании кодом ОБК равен двум. Заметим, что спектры сигналов в кодах АБК и ОБК практически совпадают.

Уменьшение коэффициента размножения ошибок до значения  $\sqrt{2}$  достигается в коде с инверсией токовых посылок ИТП (СМІ). В этом коде (см. рис. 6.20) единичные символы поочередно передаются импульсами типа  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$ , а нулевые – биимпульсами типа  $S_4(t)$ . Спектр сигнала в коде ИТП аналогичен спектру сигнала в биимпульсном коде, но максимум спектральной плотности сигнала в коде ИТП смещен в сторону низких частот (расположен вблизи частоты  $0,42f$ ). Таким образом, этот код отвечает большинству требований: сигналы в этом коде имеют относительно узкий спектр, низкочастотные составляющие спектра подавлены, присутствует составляющая тактовой частоты. Код ИТП рекомендован МСЭ-Т для интерфейсов сетевых цифровых трактов со скоростями передачи 140 и 155 Мбит/с.

Трехуровневые коды (троичные и квазитроичные\*) получили широкое распространение на первых этапах развития и внедрения ЦТС. Выше рассматривались параметры сигналов в коде с чередованием полярности импульсов ЧПИ (АМІ), пример последовательности импульсов в этом коде представлен на рис. 6.21. К недостаткам этого кода следует отнести, во-первых, невысокую помехозащищенность, которая ниже помехозащищенности двухуровневых кодов на 6 дБ и, во-вторых, невозможность выделения хронизирующего сигнала в случае прохождения больших пакетов нулей. Поскольку этот код предназначался для систем, работающих по кабелям с металлическими жилами, первый недостаток был не очень критическим, так как защищенность сигналов в этих кабелях относительно высока. Способы преодоления второго недостатка также рассмотрены выше, однако радикально он преодолевался в моди-

\* Квазитроичный код – трехуровневый код, в котором два уровня служат для поочередной передачи символов одного и того же значения.

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

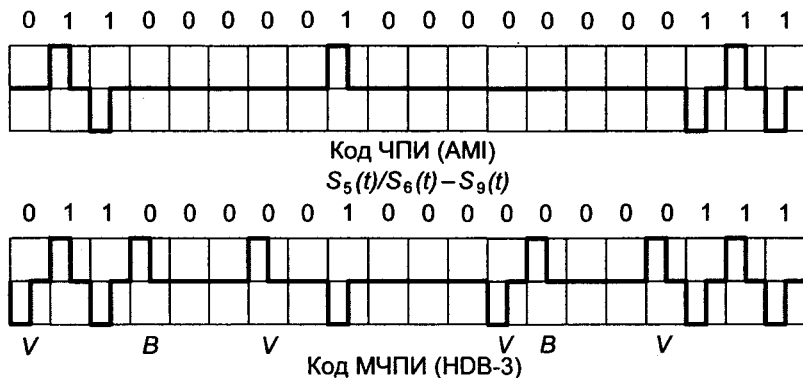


Рис. 6.21. Коды с чередованием полярности импульсов

фицированном коде с чередованием полярности импульсов МЧПИ. Другое название кода МЧПИ – КВП – код с высокой плотностью единиц (HDB). Пример импульсной последовательности в коде КВП-3 также приведен на рис. 6.21. МСЭ-Т рекомендует код КВП-3 для интерфейсов цифровых сетевых трактов со скоростями передачи 2, 8,5 и 34 Мбит/с.

В коде КВП-3 осуществляется замена четырех подряд следующих нулей вставками вида 000V или B00V, где B – импульс, сохраняющий чередование полярности, а V – нарушающий чередование, согласно табл. 6.6. Выбор той или иной вставки определен условием, по которому между импульсами V должно быть нечетное число импульсов B.

Таблица 6.6

Знак предыдущего V-импульса	HDB-3 (КВП-3)		B3ZS	
	Число B-импульсов после V-импульса			
	нечетное	четное	нечетное	четное
-	0 0 0+1	+1 0 0+1	0 0+1	+1 0+1
+	0 0 0-1	-1 0 0-1	0 0-1	+1 0+1

В этой же таблице приведен порядок замены пакетов нулей для другого кода – B3ZS, в котором по такому же правилу, как и для кода КВП-3, заменяется последовательность из трех нулевых символов, т.е. плотность единиц в этом коде еще выше.

МСЭ-Т для некоторых интерфейсов цифровых сетевых трактов рекомендует аналогичные коды B6ZS и B8ZS, которые предполага-

ют замену пакетов нулей размером в 6 и 8 символов соответственно. Вид вставки кода B6ZS – 0BV0BV.

Следует отметить, что применение кодов с заменой пакетов нулей определенными кодовыми комбинациями, усложняет аппаратуру ЦТС

Все трехуровневые коды имеют относительно неширокие энергетические спектры (рис. 6.22), что важно при передаче по кабелям с металлическими парами, затухание которых быстро увеличивается с частотой (пропорционально корню квадратному из частоты).

Возможны ситуации, когда возникновение в линейном сигнале одиночной ошибки приводит на приеме к размножению ошибок. При этом в зависимости от типа кода в линии и конкретной комбинации символов вместо одной ошибки в линейном сигнале могут возникнуть две, три или более ошибок в восстановленном двоичном сигнале. Например, если в последовательности символов B0BV (для кода KBП-3) произойдет ошибка в третьем символе (т.е. вместо символа B будет принят символ 0), то возникнет последовательность, которая на приеме будет воспринята как B00V, и на приеме при восстановлении двоичного сигнала будет сформирована последовательность 0000, т.е. вместо одной ошибки появятся три. Как показывают расчеты, в зависимости от способа обработки сигнала на приеме коэффициент размножения ошибок для данного кода может составлять от 1,18 до 1,26.

*Алфавитные (блочные) коды* предназначены для улучшения использования кодового пространства. Действительно, для 8-разрядной комбинации алфавит двоичного кода содержит  $2^8 = 256$  символов, а троичного –  $3^8 = 6561$  символ или в 26 раз больше. Используется же в троичном коде все те же 256 символов. Блочные коды позволяют указанную избыточность употребить для таких целей, как контроль коэффициента ошибок, улучшение статистики сигнала, снижение тактовой частоты. Ранее в табл. 6.4 были приведены основные параметры некоторых блочных кодов. Рассмотрим наиболее употребительные коды подробнее.

Рассмотренный выше код ЧПИ формально можно отнести к классу кодов *nBkM*, считая, что в данном случае  $n = 1$ ,  $k = 1$  и  $M = 3$ , т.е. один символ двоичного кода преобразуется в один символ троичного кода 1B1T. Коэффициент изменения тактовой частоты при этом оказывается равным 1 (т.е. тактовая частота не изменяется), а избыточность кода в соответствии с (6.5) равна  $r = (1 - 1/\log_2 3) \cdot 100\% = 37\%$ . Избыточность в данном случае используется для контроля коэффициента ошибок по принципу – появление ошибки приводит к

## Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

нарушению чередования полярности, что достаточно просто фиксируется.

Парноизбирательный троичный код ПИТ (PST) может быть отнесен к блочному коду типа *2B2T*, при его применении исходная последовательность разбивается на пары символов, которые заменяются троичными комбинациями в соответствии с табл. 6.7.

Таблица 6.7

Исходные комбинации	Модифицированный код ПИТ		Обычный код ПИТ	
	Моды		Моды	
	положительная	отрицательная	положительная	отрицательная
00	0 +1	-1 0	-1 +1	-1 +1
01	-1 +1	-1 +1	0 +1	0 -1
10	+1 -1	+1 -1	+1 0	-1 0
11	+1 0	0 -1	+1 -1	+1 -1

Синхронизация по парам (разделение принятого потока на пары символов) осуществляется по запрещенным комбинациям (00, +1+1, -1-1) и привязке к циклу передачи ЦТС. Смена мод осуществляется после прохождения одиночного импульса. Спектр сигнала показан на рис. 6.22, а на рис. 6.23 приведен пример кодирования в обычном ПИТ коде. Заметим, что при наличии в исходной последовательности больших пакетов нулей синхронизация по парам в обычном ПИТ коде может быть потеряна. В модифицированном ПИТ коде этот недостаток устранен. Избыточность в ПИТ коде, как и в коде ЧПИ, равна 37%.

Весьма перспективными являются блочные коды типа *nBkM*, некоторые характеристики которых приведены в табл. 6.4. Поскольку в этих кодах общее число различных групп двоичных символов ( $2^n$ ) обычно меньше возможного числа групп *M*-ных символов ( $M^k$ ), то задача их формирования заключается в определении определенного соответствия между исходной информацией и кодом. Это соответствие должно обеспечивать получение необходимых свойств передаваемого сигнала и не порождать значительных технических трудностей при реализации. Для этого, как правило, используется принцип смены мод, который был рассмотрен на примере ПИТ кода и заключается в следующем.

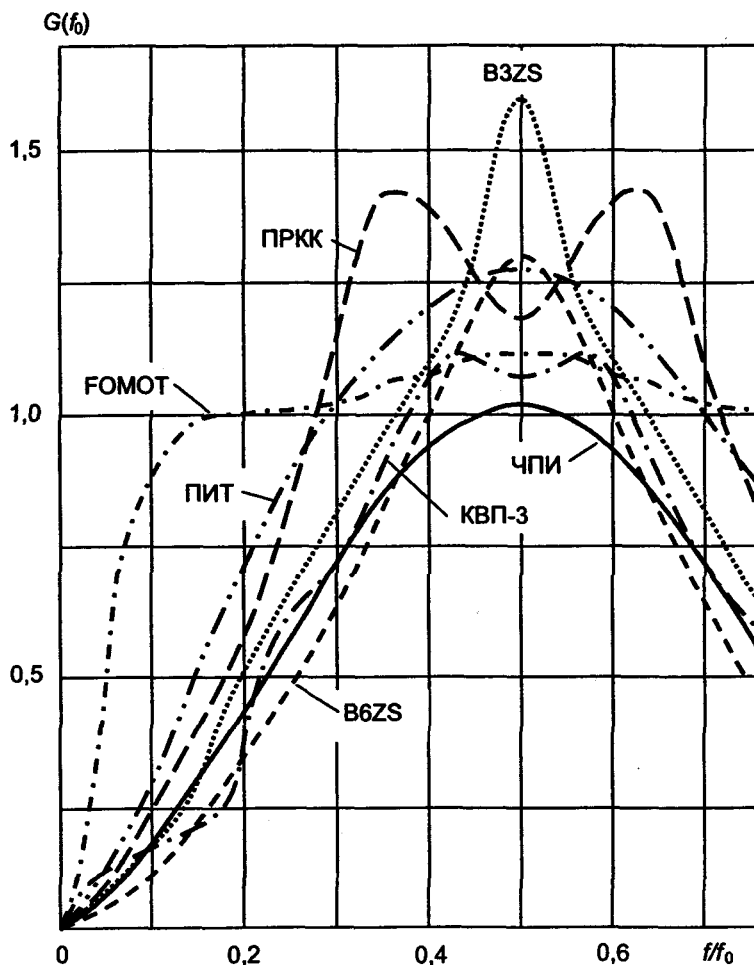


Рис. 6.22. Энергетические спектры последовательностей в троичных кодах

В процессе преобразования исходного двоичного сигнала используется не один, а несколько алфавитов, а выбор в каждом конкретном случае определенного алфавита (моды) осуществляется на основе анализа некоторого числа предшествующих символов с учетом текущего значения цифровой суммы символов кодовой последовательности. Таким образом, одна и та же группа исходных двоичных символов может быть передана различными группами



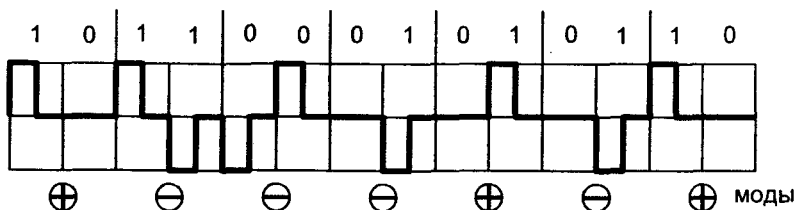


Рис. 6.23. Парноизбирательный троичный (ПИТ) код

кода  $nBkM$ . Алфавиты подбираются так, чтобы различные моды, используемые для передачи одной и той же двоичной группы, могли как увеличивать, так и уменьшать цифровую сумму. Выбирая соответствующие моды, добиваются того, чтобы цифровая сумма изменялась в достаточно узких пределах, по возможности близких к нулю. Это обеспечивает уменьшение мощности низкочастотных составляющих в спектре передаваемой последовательности.

При использовании кодов типа  $nBkM$  любая одиночная ошибка вызывает либо новое нарушение чередования полярностей, либо пропадание ранее введенного нарушения закона чередования, в результате чего возникает некомпенсированное нарушение полярностей импульсов в линии. Отмеченное обстоятельство позволяет относительно просто контролировать верность передачи информации.

В качестве примера можно привести одну из разновидностей кода типа  $4B3T$  (четырёхмодового троичного FOMOT), в котором предусмотрено использование четырех троичных алфавитов, частично приведенных в табл. 6.8.

Заметим, что количество различных двоичных комбинаций равно  $2^4 = 16$ , а соответствующих им троичных  $3^3 = 27$ .

Таблица 6.8

Символы двоичного кода	Символы троичного кода			
	$A_{-1}$	$A_0$	$A_{+1}$	$A_{+2}$
0000	-1+1+1	-1 0 0	-1+1+1	-1 0 0
0001	-1+1 0	-1+1 0	-1+1 0	-1+1 0
.....	.....	.....	.....	.....
1000	0+1+1	0+1+1	-1-1 0	-1-1 0
.....	.....	.....	.....	.....
1111	+1+1-1	0 0-1	+1+1-1	0 0-1

Текущая цифровая сумма после окончания кодовой группы в этом коде с равной вероятностью приобретает значения:  $-1$ ;  $0$ ;  $+1$ ;  $+2$ . Каждый алфавит соответствует определенному значению суммы. При передаче первого и второго символов кодовой группы величина суммы может изменяться от  $-2$  до  $+3$ . Синхронизация по группам осуществляется по обнаружению запрещенной комбинации  $000$  и по цикловому синхросигналу системы передачи.

Для этого кода коэффициент снижения тактовой частоты равен  $K_M = 4/3 = 1,33$ , избыточность  $r = 1 - (4/3) \cdot (\log 2 / \log 3) = 0,16$ .

В заключение укажем на код  $2B1Q$ , который широко используется в сетях абонентского доступа (см. гл. 14), поскольку позволяет существенно снизить тактовую частоту передаваемой последовательности. При этом коде исходный поток разбивается на пары символов, каждая из которых заменяется одним из четырех импульсов, имеющих амплитуды  $0$ ,  $1$ ,  $2$  и  $3$ . Коэффициент снижения тактовой частоты для этого кода равен  $K_M = 2/1 = 2$ , а избыточность нулевая ( $r = 1 - 2 \lg 2 / \lg 4 = 0$ ).

### 6.4. Длина регенерационного участка на кабеле с металлическими парами

Длина регенерационного участка должна быть наибольшей с тем, чтобы минимизировать количество регенераторов на линии. С другой стороны, увеличение длины регенерационного участка при прочих равных условиях приводит к увеличению коэффициента ошибок в регенераторе. Таким образом, определение длины регенерационного участка должно начинаться с выбора допустимого коэффициента ошибок в применяемых регенераторах. В современных ЦТС обычно принимают допустимый коэффициент ошибок  $\leq 10^{-10}$ . Вообще же допустимый коэффициент ошибок регенератора может быть найден как  $10^{-7} I_{\text{пер}} / L$ , где  $10^{-7}$  – норма на коэффициент ошибок, отводимая на данный участок сети (см. гл. 13),  $L$  – полная длина данного участка сети, а  $I_{\text{пер}}$  – предполагаемая длина регенерационного участка. Напомним, что полные длины магистрального, внутризонового и местного участков сети равны соответственно  $10000$ ,  $600$  и  $100$  км соответственно.

Допустимый коэффициент ошибок в регенераторе позволяет по формуле (6.1) определить допустимую величину помехозащитности регенератора  $A_{\text{пз пер}}$ , которая и используется в дальнейших расчетах.

**Расчет для магистралей с коаксиальным кабелем.** Обычно, как это сделано в эквивалентной схеме (рис. 6.24), реальные линии

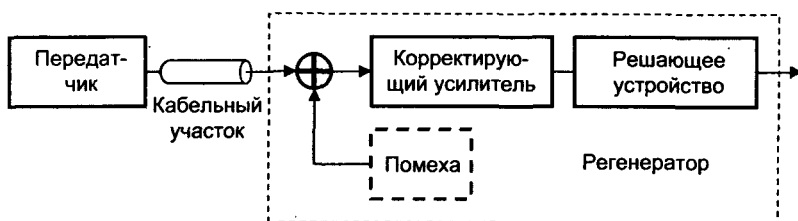


Рис. 6.24. К определению длины регенерационного участка

и усилитель заменяют идеальными (не вносящими помех), а на входе усилителя включают эквивалентный генератор помехи. В коаксиальном кабеле, ввиду высокой экранирующей способности его пар, источниками помех являются: тепловая помеха линии, которая, с учетом согласованного включения корректирующего усилителя, может быть подсчитана по формуле Найквиста

$$P_{тн} = kT\Delta f,$$

где  $k = 1,28 \cdot 10^{-23}$  Дж/град – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура по Кельвину;  $\Delta f = (0 \dots 0,5f_i)$ , т. е.  $\Delta f = 0,5f_i$  – рабочий диапазон частот линейного тракта.

В этом случае мощность помех эквивалентного генератора, которую называют *мощностью собственных помех* корректирующего усилителя можно определить как

$$P_{сп} = P_{тн} \cdot D_{кус},$$

причем здесь  $D_{кус}$  – коэффициент собственных помех корректирующего усилителя.

Можно подсчитать, что при нормальной температуре и ширине полосы частот  $\Delta f = 1$  МГц,  $P_{сп} = 0,404 \cdot 10^{-11}$  мВт, что соответствует уровню по мощности  $p_{сп} = -114$  дБ·м. Тогда уровень помехи на входе корректирующего усилителя будет равен

$$p_{сп} = -114 + 10 \lg(0,5f_i / 1 \text{ МГц}) + d_{кус}, \text{ дБ.} \quad (6.6)$$

Здесь

$$d_{кус} = 10 \lg D_{кус}.$$

Точная оценка мощности полезного сигнала на входе регенератора затруднительна, так как спектр сигналов в коде МЧПИ (который обычно используется в данных линиях) широкий и затухание линии зависит от частоты. Но ввиду того, что наиболее мощные

## Глава 6. Передача цифровых сигналов

компоненты спектра данных сигналов расположены в области частоты  $0,5f_t$ , упрощенно расчет затухания линии проводится на этой частоте. Таким образом, уровень приема сигнала будет равен

$$P_{пр} = P_{пер} - \alpha(0,5f_t) l_{рег},$$

где  $\alpha$  ( $\lambda$ ) – километрическое затухание кабеля,  $l_{рег}$  – длина регенерационного участка, а  $P_{пер}$  – уровень передачи, который может быть подсчитан как

$$P_{пер} = 10 \lg \left( \frac{U_0^2}{Z_{каб} \cdot 10^{-3}} \right).$$

В последней формуле  $U_0$  – амплитуда импульсов на передаче, В,  $Z_{каб}$  – характеристическое сопротивление кабеля (обычно равное 75 Ом). Защищенность сигналов от собственных помех на входе регенератора с учетом соотношения (6.6) составит

$$A_{з.сн} = P_{пр} - P_{сн} = 114 + P_{пер} - 10 \lg(0,5f_t / 1 \text{ МГц}) - \alpha(0,5f_t) l_{рег} + d_{кус}.$$

Задаваясь допустимой величиной коэффициента ошибок по формуле (6.1) определяют требуемую помехозащищенность регенератора  $A_{пз.треб}$ . Приравнявая  $A_{пз.треб} = A_{з.сн}$ , получают следующую формулу для расчета длины регенерационного участка:

$$l_{рег} = \frac{114 + P_{пер} - 10 \lg(0,5f_t / 1 \text{ МГц}) - d_{кус} - A_{пз.треб}}{\alpha(0,5f_t)}.$$

**Расчет для магистралей симметричного кабеля.** Здесь можно выделить два случая.

1. Количество влияющих ЦТС  $N > 6$ . Тогда следует считать, что помеха имеет нормальное распределение и ее мощность равна  $P_{пп\sigma} = P_{пп}N$ , где  $P_{пп}$  – мощность переходной помехи создаваемой одной влияющей ЦТС.

Если все ЦТС работают по одному кабелю, то наиболее опасное влияние оказывает передача одной ЦТС на прием другой (рис.6.25,а). Этот случай эквивалентен ситуации, рассмотренной применительно к коаксиальному кабелю, но уровень помехи эквивалентного генератора  $P_{пп} = P_{пер} - A_б + 10 \lg N$ , где  $A_б$  – затухание на ближний конец.

Если же имеет место двухкабельная работа ЦТС, т.е. все цепи, по которым передача ведется в одном направлении, помещены в одном кабеле, то характер взаимного влияния между ЦТС можно

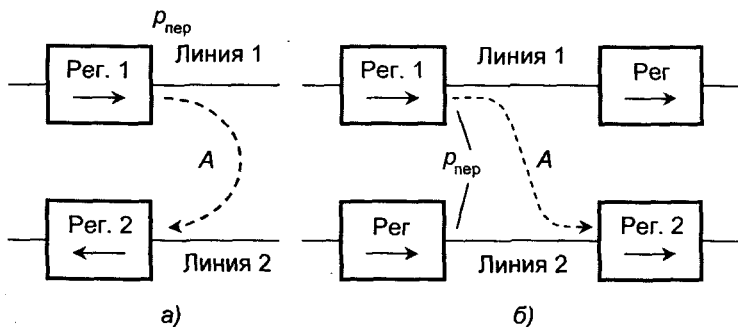


Рис. 6.25. Взаимные влияния между ЦТС при однокабельной (а) и двухкабельной работе (б)

уяснить с помощью рис. 6.25,б. В этом случае  $\rho_{\text{пн}} = \rho_{\text{пер}} - A_{\text{д}} + 10 \lg N$ , где  $A_{\text{д}}$  – переходное затухание на дальний конец. Тогда помехозащищенность регенератора будет  $A_{\text{з пн}} = \rho_{\text{пр}} - \rho_{\text{пн}} = A_{\text{б,д}} - \alpha(0,5f_t) I_{\text{рег}} - 10 \lg N$ . Здесь  $A_{\text{б,д}}$  – переходное затухание на ближний или дальний конец в зависимости от того, какая система организации работы ЦТС используется – однокабельная или двухкабельная. Отсюда

$$I_{\text{рег}} = \frac{A_{\text{б,д}} - A_{\text{з треб}} - 10 \lg N}{\alpha(0,5f_t)}$$

Так как  $A_{\text{д}} > A_{\text{б}}$ , длина регенерационного участка при двухкабельной работе больше, чем при однокабельной.

В ряде случаев, например при уплотнении кабелей ГТС, для организации соединительных линий между АТС, для увеличения  $I_{\text{рег}}$  при однокабельной работе ЦТС рекомендуется размещать регенераторы в шахматном порядке, как это показано на рис. 6.26. Здесь переходное затухание можно определить как

$$A_{\text{ш}} = A_{\text{б}} + 0,5\alpha(0,5f_t) I_{\text{рег}}$$

Оптимальным является размещение регенераторов, работающих в разных направлениях, строго в середине регенерационных участков. Если же регенерационный участок разбит на две неравные части  $l_1$  и  $l_2$  так, что  $l_1 < l_2$ , то  $A_{\text{ш}} = A_{\text{б}} + \alpha(0,5f_t) l_1$ .

2. Количество влияющих ЦТС относительно мало ( $N < 4$ ). В этом случае помеху можно представить как гармоническое колебание с частотой, близкой к  $0,5f_b$ , и амплитудой  $U_{\text{пн}\sigma} = N U_{\text{пн}}$ , где  $U_{\text{пн}}$  – амплитуда помехи, создаваемой одной ЦТС. Так как помеха ограничена

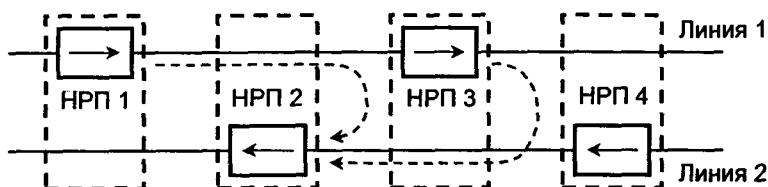


Рис. 6.26. Взаимные влияния между ЦТС при шахматном размещении НРП

по напряжению диапазоном  $\pm U_{\text{лпс}}$ , минимальная защищенность сигналов от помех составит 6 дБ (помеха не должна превышать порога принятия решения, см. рис. 6.10). По аналогии с предыдущим, с учетом  $A_{\text{з треб}} = 6$  дБ

$$I_{\text{рег}} = \frac{A_{\text{б,д}} - A_{\text{з треб}} - 20 \lg N}{\alpha(0,5f_t)}$$

Следует особо остановиться на определении длины регенерационных участков, примыкающих к АТС. Как известно, работа узлов АТС, особенно декадно-шаговой системы, создает интенсивные шумы в полосе частот до 2 МГц. Мощность этих помех быстро затухает с удалением от АТС, и можно считать, что наиболее подвержен действию помех прилегающий к АТС регенерационный участок. Поэтому в случае декадно-шаговых АТС дается рекомендация о сокращении вдвое длины прилегающего к ней регенерационного участка. Если при этом еще используется шахматное размещение регенераторов, то укороченным следует делать участок в направлении приема.

**ЧАСТЬ 2.**

**СИНХРОННЫЕ ЦИФРОВЫЕ  
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ**

## Глава 7

### ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛОВ В СЦТС

Одной из наиболее современных телекоммуникационных технологий, используемых для построения различных сетей связи, являются телекоммуникационные системы, принадлежащие к синхронной цифровой иерархии (СЦТС). СЦТС обладают существенными преимуществами по сравнению с системами прежних поколений. Они позволяют более полно реализовывать возможности волоконно-оптических и радиорелейных линий, создавать гибкие, надежные, удобные для эксплуатации, контроля и управления сети при гарантии высокого качества связи. СЦТС обеспечивают скорости передачи от 155 Мбит/с и выше (см. § 1.3) и могут передавать как сигналы существующих цифровых систем, так и новых перспективных служб, в том числе и широкополосных. Аппаратура СЦТС является программно управляемой и интегрирует в себе средства преобразования сигналов, их передачи, оперативного переключения на сетях, контроля и управления телекоммуникациями.

#### 7.1. Структуры кадров СЦТС

Потоки синхронной цифровой иерархии представляют собой последовательности кадров (циклов) передачи, которые называются синхронными транспортными модулями (STM). В зависимости от иерархической ступени (уровня) кадр имеет номер (1, 4, 16, 64 или 256). Длительность передачи отдельного кадра вне зависимости от его уровня равна 125 мкс, т.е. кадры следуют с частотой  $1/(125 \times 10^{-6}) = 8$  кГц. Синхронные транспортные модули удобно представлять в виде девятистрочных матриц, каждая ячейка которых содержит 1 байт информации. Поскольку STM передаются с частотой 8 кГц, скорость передачи информации, принадлежащей той или иной ячейке, составляет  $8 \times 8 \times 10^3 = 64$  кбит/с, т.е. соответствует скорости передачи в основном цифровом канале (ОЦК).

Структура синхронного транспортного модуля первичного потока (STM-1) приведена на рис. 7.1. Количество столбцов матрицы, отображающей STM-1, равно скорости передачи потока, поделенной на 8 (число бит в байте), на 8 кГц (частоту передачи модулей) и 9



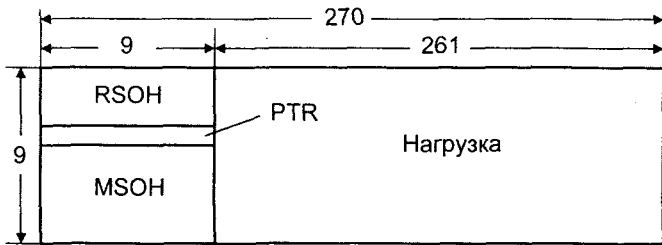


Рис. 7.1. Структура транспортного модуля STM-1

(число строк). Поскольку скорость передачи первичного потока составляет 155520 кбит/с, то число столбцов равно  $155520/8/8/9 = 270$ . Байты STM-1 передаются, начиная с верхнего левого угла построчно слева направо и сверху вниз.

Первые 9 столбцов STM-1 несут служебную информацию. За исключением 4-й строки они образуют поле секционного заголовка SOH, содержащего синхросигнал, байты для обслуживания, контроля и управления. Заголовок подразделяется на подзаголовок регенерационной секции RSOH и MSOH – подзаголовок мультиплексной секции. Столбцы с 10-го по 270-й образуют поле нагрузки, в которое по определенным правилам вводятся сигналы нагрузки. Фазовые соотношения между сигналами нагрузки и кадром STM фиксируются в указателях (PTR), которые располагаются в 4-й строке первых 9-и столбцов. Далее будет показано, что посредством указателей достигается возможность доступа к отдельным составляющим нагрузки без необходимости демультиплексирования потока STM.

Потоки уровней выше первого образуются побайтным синхронно-синфазным мультиплексированием соответствующего числа потоков STM-1. Матрицы модулей высших уровней удобно представлять объемными: на матрицу STM-1 №1 как бы накладывается такая же матрица STM-1 №2 и так далее. Поскольку мультиплексирование синхронно-синфазное, все характерные блоки модулей STM-1 разных номеров оказываются совмещены. Поэтому для определения местоположения того или иного байта в модуле STM-N (N-го уровня) достаточно указать расположение аналогичного байта в модуле STM-1 и номер модуля STM-1 (номер мультистолбца).

Совокупность оборудования между точками ввода и приема подзаголовков RSOH и MSOH образуют соответственно *регенерационные* и *мультиплексные секции*, которые являются элементами технического обслуживания.

Блоки модулей STM-1 формируются непосредственно перед мультиплексированием, поэтому и мультиплексируются синхронно синфазно. Поля нагрузки и их указатели формируются заранее, следовательно, компоненты этих полей при формировании модулей STM-1 могут быть смещены относительно своих указателей, которые занимают в STM-1 фиксированное место. В данном случае индивидуальный указатель при мультиплексировании должен быть соответственно изменен, эта операция называется *согласованием указателей*.

Процедура непосредственного объединения  $N$  модулей в модуль STM- $N$  называется *прямым мультиплексированием*. Однако возможно последовательно производить преобразование модулей данного уровня в модули следующего. Т.е. STM-1 объединять в STM-4, STM-4 – в STM-16 и так далее. Такое мультиплексирование называется *каскадным*. Чтобы при каскадном мультиплексировании в объединяемых потоках сохранялся тот же порядок расположения байтов, что и при прямом (которое считается основным), применяется правило, по которому потоки первого уровня объединяются побайтно, потоки четвертого уровня объединяются группами по 4 байта, шестнадцатого уровня – группами по 16 байт и так далее. Это правило иллюстрируется рис. 7.2, на котором показан порядок каскадного мультиплексирования STM-16. На этом рисунке: CM – синхронные мультиплексоры, индексы A, B, ..., P – объединяемые потоки STM-1, цифры при этих индексах – номера байтов.

Линейные сигналы синхронных систем, как правило, передаются по оптическим волокнам в коде NRZ, при котором единицам соответствует высокий уровень в течение тактового интервала, а нулям – низкий. С целью улучшения статистических свойств (снижения вероятности появления больших пакетов нулей и единиц) сигнал скремблируется. Эта процедура заключается в сложении по модулю два исходного потока с псевдослучайной последовательностью. В СЦТС используется псевдослучайная последовательность с образующим полиномом вида  $1 + X^6 + X^7$ . Скремблер устанавливается в исходное состояние «1111111» после прохождения первой строки заголовка, которая не скремблируется, поскольку содержит синхросигнал. Все последующие биты модуля, начиная с первого бита блока нагрузки, скремблируются. Структурная схема скремблера показана на рис. 7.3, она представляет собой регистр сдвига с обратной связью. В передающем оборудовании данные скремблируются, в приемном оборудовании точно такая же схема служит для дескремблирования данных – приведения их в исходное состояние.

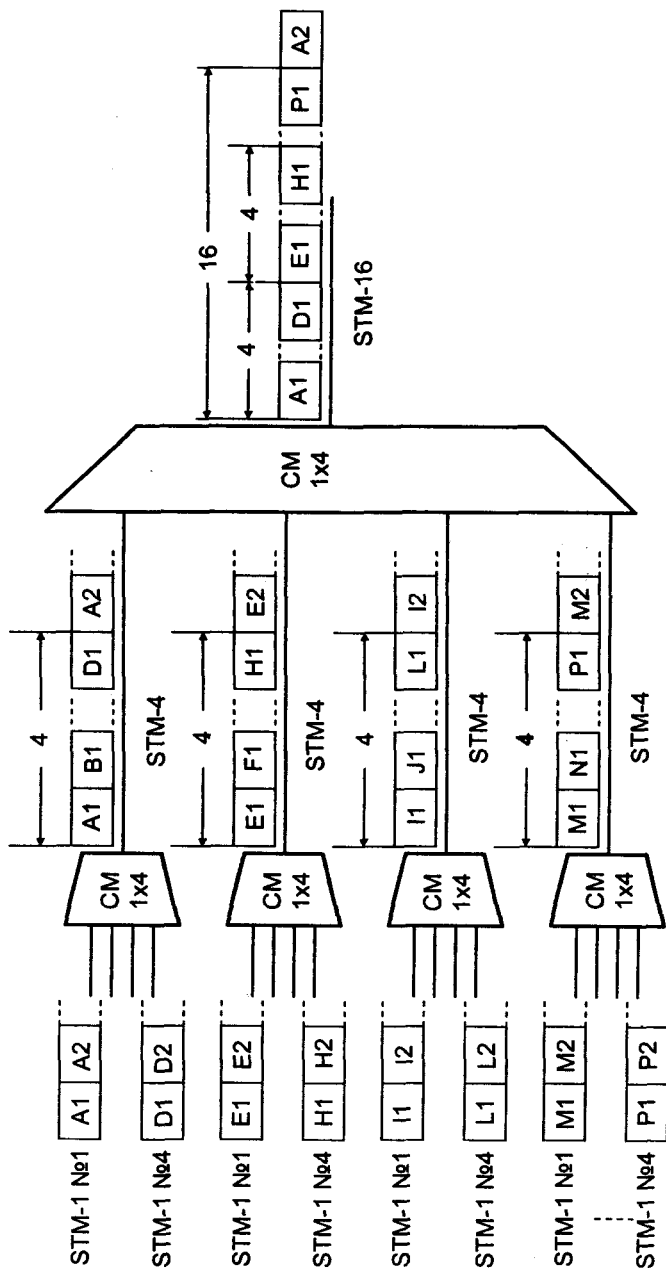


Рис. 7.2. Каскадное мультиплексирование STM-16



## 7.2. Поле нагрузки транспортного модуля STM-1

### 7.2.1. Элементы поля нагрузки

Потоки, передаваемые в составе STM-1, размещаются в контейнерах (С) – информационных структурах определенной емкости, требуемой для передачи данного цифрового потока. Размеры контейнеров указываются в байтах, все байты любого контейнера передаются за 125 мкс. Принятые размеры контейнеров, скорости их передачи и скорости передачи соответствующих плезеохронных потоков приведены в табл. 7.1.

Таблица 7.1

Обозначение контейнера	Размер контейнера, байт	Скорость передачи контейнера, кбит/с	Передаваемый поток, кбит/с
C-11	25	1600	1544
C-12	34	2176	2048
C-2	106	6784	6312
C-3	756	48384	34368 или 44736
C-4	2340	149760	139264

Поскольку скорости передачи контейнеров больше скоростей передачи соответствующих потоков, ввод потоков в контейнеры осуществляется с применением побайтного и побитного согласования скоростей. При этом используется как одностороннее, так и двустороннее выравнивание. Таким образом, в состав контейнера входят:

байты и биты передаваемой нагрузки;

байты и биты фиксированных вставок, используемые для приближенного увеличения скорости передачи потока до скорости передачи контейнера;

биты точного выравнивания, в которых по необходимости могут находиться биты нагрузки или вставки;

биты управления выравниванием (команды согласования скоростей), указывающие состав битов точного выравнивания.

Присоединение к контейнеру С трактового заголовка POH образует виртуальный контейнер VC, передача которого по синхронной сети осуществляется по *тракту виртуального контейнера* – совокупности устройств от точки ввода POH до точки его приема. Тракт VC является элементом технического обслуживания. Информация, со-

держась в трактовом заголовке, позволяет отслеживать надежность транспортировки контейнера через сеть.

Виртуальные контейнеры большого размера, которые передаются в составе STM-1 в одиночку, относят к контейнерам высокого уровня (НО); небольшие контейнеры, которые объединяются в большой VC, являются контейнерами низкого уровня (ЛО). Как будет показано далее, VC-4 является контейнером высокого уровня, контейнеры VC-2, VC-12 и VC-11 – низкого. Виртуальный контейнер VC-3 в зависимости от схемы преобразования может относиться или к высокому, или к низкому уровню.

Виртуальные контейнеры высокого уровня вводятся в структуры, называемые административными блоками AU. Административные блоки образуют группу административных блоков AUG, которая и образует информационное поле и поле указателей синхронного транспортного модуля STM-1. В состав AUG входит или один блок AU-4, или три блока AU-3. Административные блоки образуются присоединением к виртуальным контейнерам высокого уровня указателей PTR AU. Указатели отражают фазовые соотношения между синхронным модулем STM-1 и виртуальным контейнером, в результате чего виртуальный контейнер может смещаться «плавать» внутри структуры AUG.

Виртуальные контейнеры низких уровней перед передачей их в синхронный модуль объединяются в контейнер высокого уровня. Для отражения фазовых соотношений между контейнерами низкого уровня и контейнером высокого используются указатели PTR TU. Присоединение к виртуальному контейнеру указателя PTR TU образует транспортную структуру, называемую нагрузочный блок TU, внутри которой может «плавать» виртуальный контейнер. Перед вводом в виртуальный контейнер высокого уровня нагрузочные блоки побайтно мультиплексируются в группу нагрузочных блоков TUG. В табл. 7.2 приведены основные характеристики элементов синхронного модуля STM-1.

На рис. 7.5 представлена общая схема мультиплексирования, в которой указаны пути преобразования транспортных структур, рекомендованные европейскими и американскими стандартами. Согласно европейским стандартам контейнеры VC-3 размещаются в модуле STM-1 в составе виртуального контейнера VC-4. Таким образом, контейнеры (и соответственно тракты) VC-3 в данном случае относятся к низкому уровню LO.

По американским стандартам VC-3 размещаются в синхронном модуле самостоятельно и потому, как и контейнеры VC-4, относятся к высокому уровню HO.

## Часть 2. Синхронные ЦТС

Таблица 7.2

Контейнер размер, байт скорость, кбит/с	C-11 25 1600	C-12 34 2176	C-2 106 6784	C-3 756 48384	C-4 2340 149760
Виртуальный контейнер размер, байт скорость, кбит/с	VC-11 26 1664	VC-12 35 2240	VC-2 107 6848	VC-3 765 48960	VC-4 2349 150336
Нагрузочный блок размер, байт скорость, кбит/с	TU-11 27 1728	TU-12 36 2304	TU-2 108 6912	TU-3 768 49152	
Группа нагрузочных бло- ков размер, байт скорость, кбит/с			TUG- 2 108 6912	TUG-3 774 49536	
Административный блок размер, байт скорость, кбит/с				AU-3 786 50304	AU-4 2358 150912
Группа административ- ных блоков размер, байт скорость, кбит/с					AUG 2358 150912

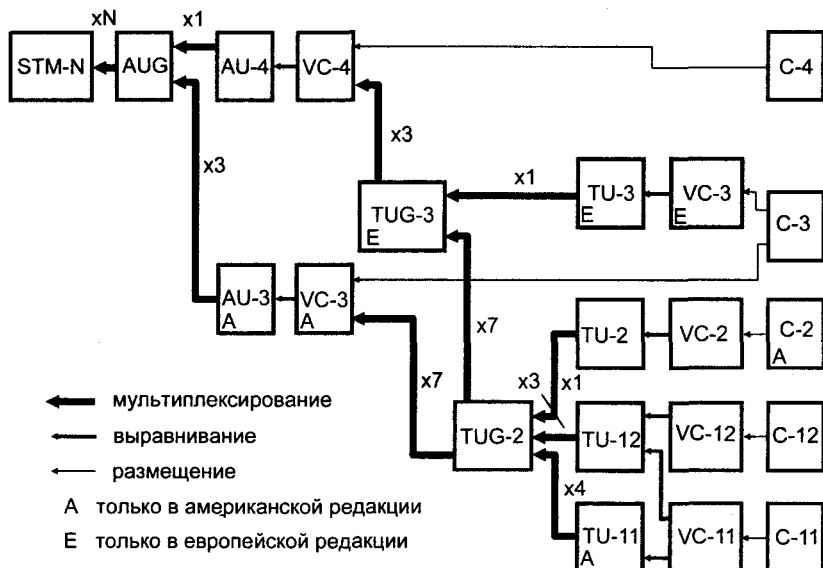


Рис. 7.5. Общая схема мультиплексирования

На схеме отмечены операции: размещения – преобразования контейнеров в виртуальные контейнеры путем присоединения к первым трактовых заголовков РОН, выравнивания – посредством присоединения к виртуальным контейнерам указателей PTR, и мультиплексирования с коэффициентом  $N$  – переходы к следующим структурам в результате побайтного объединения  $N$  структур предыдущего уровня.

### 7.2.2. Расположение контейнера С-4

В соответствии с общей схемой мультиплексирования (см. рис. 7.5) контейнер С-4 присоединением трактового заголовка РОН преобразуется в виртуальный контейнер VC-4 (рис. 7.6). В результате процедуры выравнивания виртуальный контейнер VC-4 помещается в административный блок AU-4. Расположение VC-4 внутри AU-4 определяет указатель PTR AU. Для этого поле административного блока разделяется на триады (трехбайтовые ячейки), как это показано на рис. 7.7. Нумерация триад начинается с нулевой, которая примыкает непосредственно к указателю и заканчивается 782-й. Указатель содержит номер триады, с последнего байта которой начинается загрузка виртуального контейнера VC-4. В общем случае VC-4 загружается синхронно, тогда столбец заголовка РОН оказывается целым, как это показано на рис. 7.7, а загрузка следующего контейнера начинается с триады того же номера, какой имела триада начала загрузки предыдущего.

Если обрабатываются виртуальные контейнеры, выделяемые из транспортных модулей, тактовые частоты которых расходятся с

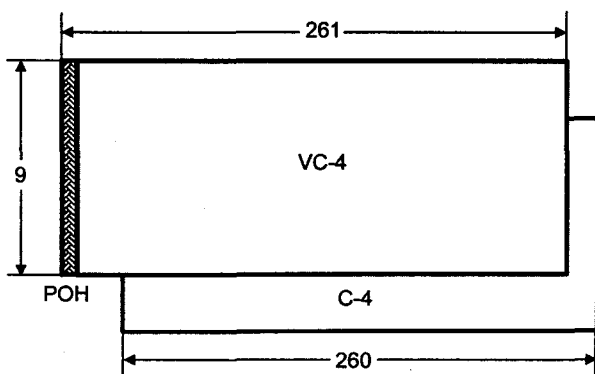


Рис. 7.6. Контейнер С-4 и виртуальный контейнер VC-4



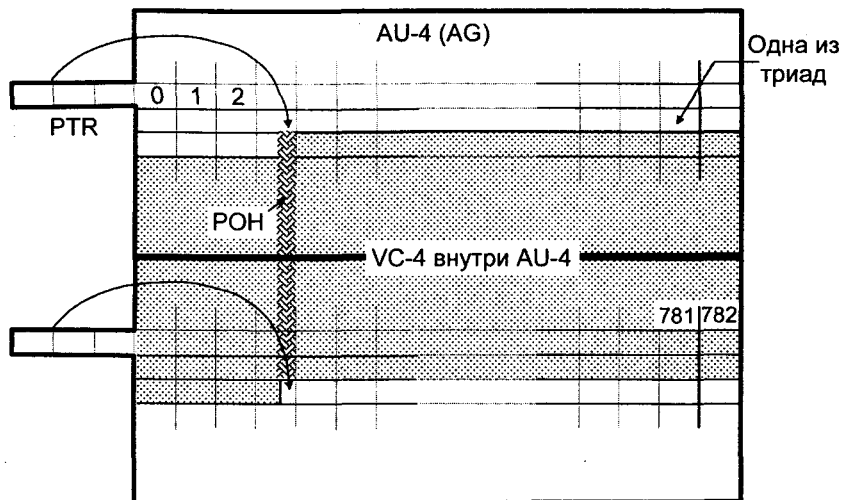
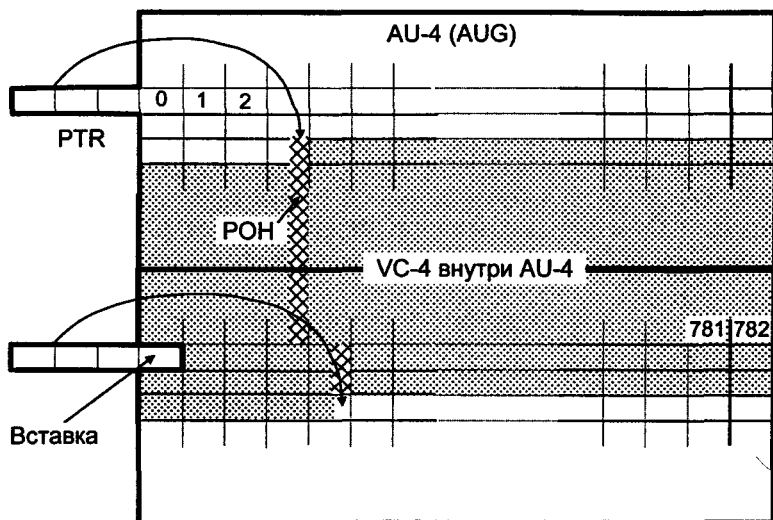
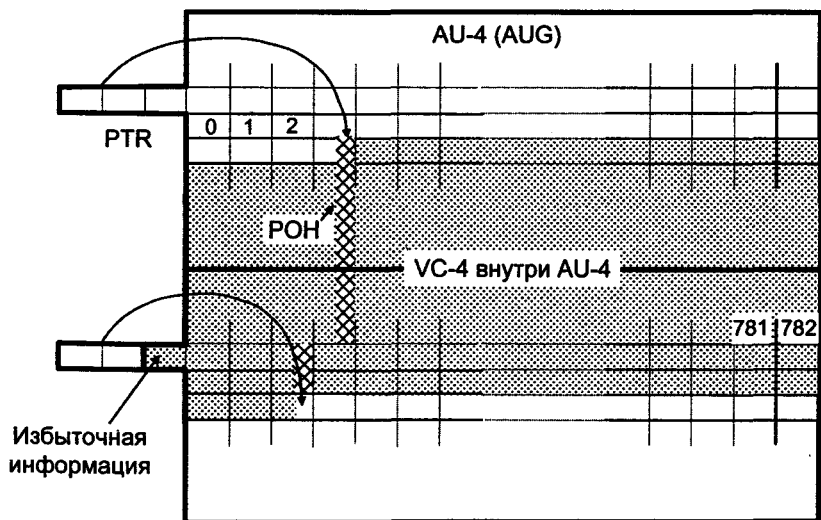


Рис. 7.7. Расположение VC-4 внутри AU-4

тактовой частотой модулей, создаваемых на данном участке сети, периодически осуществляется коррекция возникающей временной неоднородности. Случай положительной коррекции (положительного выравнивания) скорости передачи контейнера (скорость передачи контейнера относительно низка) иллюстрирует рис. 7.8,а, а рис. 7.8,б – случай отрицательной коррекции. Как видно из рисунков, в первом случае в поле виртуального контейнера вводится вставка размером в три байта, которая всегда располагается в нулевой триаде. Окончание контейнера при этом смещается вправо, следующий контейнер, таким образом, начинает загружаться позднее на время, равное прохождению трех байтов. При отрицательном выравнивании (скорость передачи контейнера относительно велика) избыточная информация размером три байта передается на запасном поле указателя. При этом окончание контейнера смещается влево и следующий начинает загружаться раньше на время, также равное времени прохождения трех байтов. Такое резкое изменение фазы загрузки контейнеров при выравнивании скоростей передачи является источником значительных трудно устранимых фазовых флуктуаций передаваемой информации. Поэтому, как при проектировании сети, так и при ее эксплуатации следует принимать меры, по возможности исключающие условия, при которых требуется согласование скоростей передачи.



а)



б)

Рис. 7.8. Выравнивание скорости передачи виртуальных контейнеров VC-4: а – положительное, б – отрицательное

Административный блок AU-4 тождественно равен группе административных блоков AUG (преобразуется в AUG путем формального мультиплексирования с коэффициентом 1). Далее, если AU-4 был сформирован другим устройством, в нем производится согласование указателя (указатель переносится на новое место и меняется соответственно записанный в нем адрес начальной триады), и присоединение секционного заголовка SOH. Сформированный таким образом модуль STM-1 или мультиплексируется в модуль более высокого уровня, или обрабатывается для передачи его по сети.

### 7.2.3. Расположение контейнеров C-3

Контейнер третьего уровня C-3 содержит 756 байт и может быть представлен в виде 9-и строчной матрицы, содержащей 84 столбца. Присоединение к нему столбца трактового заголовка POH превращает его в виртуальный контейнер VC-3, содержащий 85 столбцов.

Согласно общей схеме мультиплексирования (см. рис. 7.5) VC-3 может быть введен в синхронный транспортный модуль STM-1 двумя путями. В соответствии с американскими стандартами VC-3 преобразуется в административный блок AU-3, который отличается от ранее рассмотренного блока AU-4 трех, а не девяти байтовым указателем, и полем нагрузки, состоящим не из 261 столбца, а из 87 столбцов. Для получения 87 столбцов в поле нагрузки виртуаль-

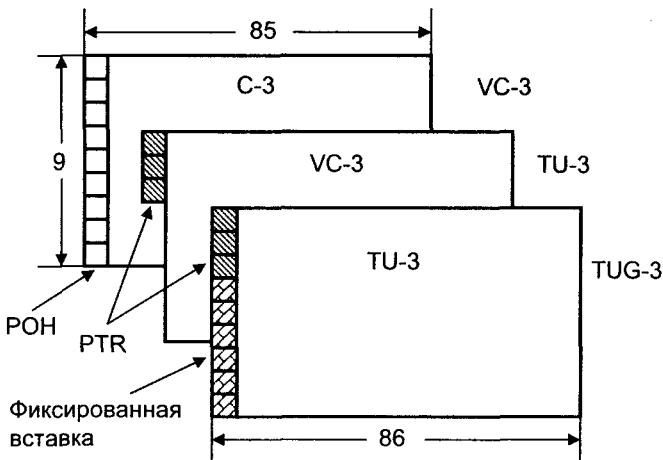


Рис. 7.9. Формирование TUG-3 из C-3

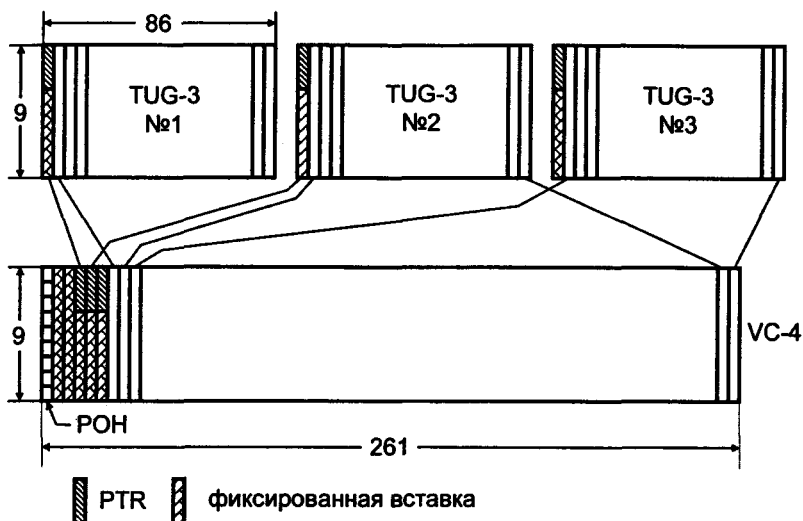


Рис. 7.10 Объединение TUG-3 в VC-4

ного контейнера VC-3 вводится два столбца фиксированной вставки (столбцы 30 и 59). Далее блоки AU-3 побайтно объединяются в группу административных блоков AUG, которая и размещается в синхронном модуле STM-1 обычным порядком.

Европейская схема мультиплексирования предполагает преобразование виртуального контейнера VC-3 в нагрузочный блок TU-3 посредством присоединения указателя PTR TU. Нагрузочный блок TU-3 путем формального мультиплексирования с коэффициентом 1 преобразуется в группу нагрузочных блоков TUG-3. При этом 6 байт в первом столбце ниже байтов указателя заполняются фиксированной вставкой. На рис. 7.9 показаны структуры C-3, VC-3, TU-3 и TUG-3.

Далее, путем побайтного мультиплексирования три группы TUG-3 вводятся в информационное поле виртуального контейнера VC-4, первые два столбца которого (следующие за столбцом POH), заполняются фиксированной вставкой (рис. 7.10).

#### 7.2.4. Расположение контейнеров низшего уровня

Рассмотрим расположение контейнеров нижнего уровня на примере преобразования контейнеров C-12, предназначенных для переноса широко используемого плездохронного потока 2048 кбит/с.

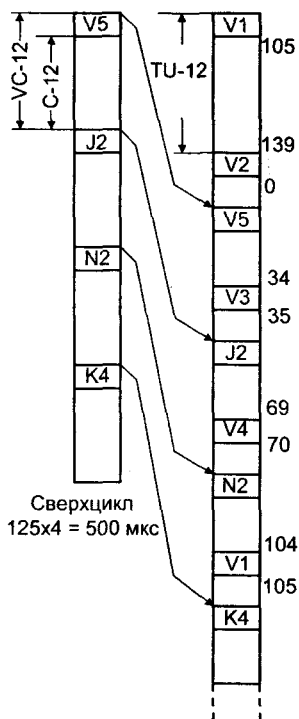


Рис. 7.11. Объединение C-12 в TU-12

В соответствии с общей схемой мультиплексирования на первом этапе преобразования контейнеров образуется группа нагрузочных блоков TUG-2. Главной особенностью этого этапа является то, что трактовый заголовок PОН присоединяется не к одному контейнеру C-12, а к структуре из четырех контейнеров, образующих сверхцикл длительностью 500 мкс. Эта процедура иллюстрируется левым столбцом рис. 7.11: к каждому из четырех C-12, состоящих из 34 байт, присоединяется один из байтов заголовка PОН, который состоит из 4 байт: V5, J2, N2 и K4. В результате образуется сверхцикл виртуальных контейнеров VC-12. Этот сверхцикл переносится в информационное поле, образованное также сверхциклом из четырех нагрузочных блоков TU-12 (правый столбец рис. 7.11). Указатель PTR TU-12, состоящий также из четырех байтов (V1, V2, V3 и V4), как и заголовок VC-12, передается в течение сверхцикла, содержащего

четыре нагрузочных блока. Сверхцикл VC-12 может «плавать» внутри сверхцикла TU-12; номер байта, с которого начинается загрузка байта V5 заголовка, записан в байтах V1 и V2 указателя (нумерация байтов информационного поля показана на рис. 7.11). При необходимости выравнивания скоростей передачи виртуальных контейнеров относительно нагрузочных блоков, используется байт V3 указателя и следующий за ним байт № 35, в который вводится вставка при положительном согласовании. Избыточная информация при отрицательном согласовании передается в байте V3.

Три нагрузочных блока TU-12 побайтно мультиплексируются и образуют группу блоков TUG-2, которую можно представить в виде матрицы, состоящей из девяти строк и двенадцати столбцов. Первые 3 байта первой строки TUG-2 будут занимать байты указателей

TU-12, Очевидно, полностью указатели будут переданы в четырех последовательных группах TUG-2.

Семь групп TUG-2 могут быть мультиплексированы или в виртуальный контейнер VC-3 (американский стандарт), или в группу TUG-3 (европейский стандарт). Остановимся на последнем. При побайтном мультиплексировании семи TUG-2, каждая из которых состоит из 12 столбцов, образуется структура, содержащая  $12 \times 7 = 84$  столбца. Группа TUG-3 состоит из 86 столбцов (см. рис. 7.9). Поэтому в нее вводится два столбца фиксированных вставок (2-й и 3-й). Кроме того, первые 3 байта первого столбца занимает нулевой указатель NPI, запрещающий процедуру выравнивания, так как выравнивание было осуществлено ранее при формировании блоков TU-12. Порядок ввода TUG-3 в синхронный модуль был рассмотрен ранее (подпараграф 7.2.3).

Обработка контейнеров C-11 и C-2 отличается от обработки контейнера C-12 только количественно, порядок преобразования, включая создание сверхциклов, остается прежний. Размеры контейнеров C-11 и C-2 25 и 106 байтов соответственно. После присоединения байтов заголовка и указателя получается соответственно 27 и 108 байт в TU-11 и TU-2. Таким образом, блок TU-11 может быть представлен матрицей из трех столбцов, а TU-2 – из двенадцати. Группа TUG-2 формируется из четырех TU-11 или одного TU-2. Отличие этих групп друг от друга и от группы, сформированной из TU-12, заключается лишь в наличии того или иного числа байтов указателей PTR TU, содержащихся в начале первой строки (число равно количеству нагрузочных блоков в данной группе: 4, 3 или 1).

### 7.3. Ввод потоков сети доступа

#### 7.3.1. Ввод потока 140 Мбит/с

Поток плезиохронной цифровой иерархии со скоростью передачи 140 Мбит/с размещается в контейнере C-4 с учетом грубого и точного положительного выравнивания, поскольку номинальная скорость плезиохронного потока равна 139,264 Мбит/с, а контейнера C-4 – 149,760 Мбит/с (см. табл. 7.1 и 7.2). Грубое выравнивание осуществляется введением фиксированных вставок, а точное – периодическим введением вставки в один из установленных для этого битов. На рис. 7.12 приведена структура одной строки виртуального контейнера VC-4 (другие строки идентичны данной). Из рисунка следует, что каждая строка контейнера C-4 содержит 20 информационных блоков по 12 байтов, информационный байт W, 6 информаци-

## Часть 2. Синхронные ЦТС

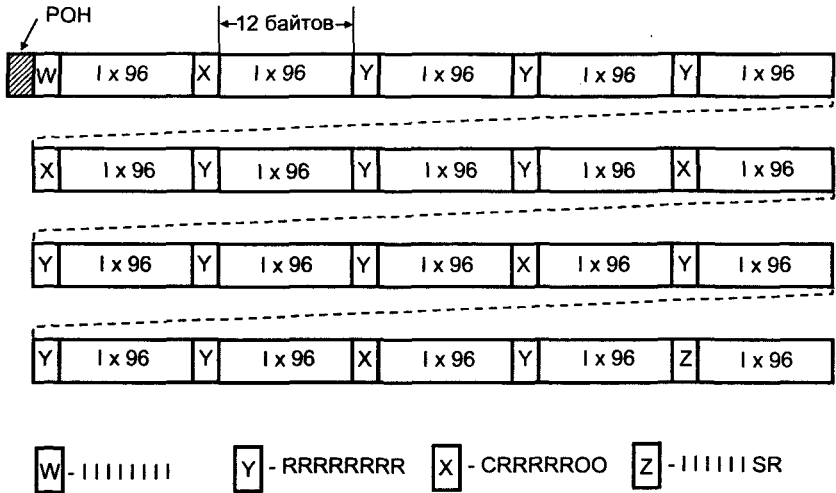


Рис. 7.12. Размещение потока 139,264 Мбит/с в VC-4:

I – информационный бит; R – бит фиксированной вставки; O – бит канала связи заголовка; S – бит возможного выравнивания; C – бит команды выравнивания

онных битов в байте Z и один информационный бит (S) в том же байте, который может быть занят вставкой. Таким образом, число информационных битов в строке равно  $12 \times 20 \times 8 + 8 + 6 + 1 = 1935$ , или, если вводится вставка,  $12 \times 20 \times 8 + 8 + 6 + 0 = 1934$ . При номинальной скорости плезиохронного потока на строку контейнера будет приходиться  $139264 \times 10^3 \times 125 \times 10^{-6} / 9 = 1934,22$  бита информации, таким образом, примерно в двух строках контейнера вставки будут отсутствовать. Команды ввода вставки передаются единицами в битах C байтов X; поскольку количество байтов X в строке равно пяти, команды обладают высокой избыточностью и оказываются защищенными от двойных ошибок (команда считается принятой при приеме трех единиц из пяти). Байты X содержат также две позиции O – заголовка, которые в данное время не используются.

### 7.3.2. Ввод потока 2 Мбит/с

Наиболее распространенные на сети потоки 2 Мбит/с могут вводиться в синхронные модули пятью различными способами: бит и байт синхронными с фиксированной фазой («жесткими»), бит и байт синхронными с плавающей фазой («мягкими») и асинхронным

способом. При «жестких» способах ввода байты всех исходных потоков занимают фиксированные места в модуле STM-1, что обеспечивает непосредственный их ввод/вывод. Однако эти способы практически не применяются, так как требуют не только взаимной синхронизации сети доступа и синхронной сети, но и буферизации поступающих потоков, а, следовательно, и увеличения времени их задержки на величину до 125 мкс. Кроме того, исходные потоки при «жестком» вводе невозможно коммутировать в мультиплексорах.

Чаще других используется асинхронный способ ввода. На рис. 7.13,а показана структура сверхцикла из четырех виртуальных контейнеров VC-12 при асинхронном вводе потока (см. также рис. 7.11). Каждый виртуальный контейнер сверхцикла содержит 256 очередных информационных битов (32 байта, в общем случае не совпадающих с байтами исходного потока) и байт фиксированной вставки (последний). Байт, следующий за байтом заголовка, в первом контейнере также занят фиксированной вставкой, а в двух последующих состоит из битов управления согласованием скоростей (C1 и C2), битов фиксированной вставки (R) и битов заголовка (O), функции которых пока не определены. Второй байт последнего контейнера цикла содержит биты C1 и C2, биты фиксированной вставки и бит S1, который занимается информационным при отрицательном согласовании скоростей. При нейтральном согласовании в бит S1 вводится вставка. При положительном согласовании вставка вводится и в первый бит следующего (информационного) байта. На рис. 7.13,а этот бит обозначен как S2. Структура команд согласования такова: если C1C1C1 = 111, то S1 = R; если же C1C1C1 = 000, то S1 = I, то же для C2 и S2. Команды согласования трехсимвольные, следовательно, защищены от одиночных ошибок, что обеспечивает их достаточную надежность.

Если синхронная сеть и сеть доступа синхронизированы по частоте, осуществляется бит синхронный «мягкий» ввод потока доступа (см. рис. 7.13,б). Структура сверхцикла при этом остается прежней, в биты управления C1 и C2 и в первую фиксированную вставку вводится команда нейтрального согласования (10).

При байт синхронном «мягком» режиме ввода (см. рис. 7.13,в) требуется буферизация потока доступа, в результате чего байты канальных интервалов этого потока занимают указанные на рисунке позиции в сверхцикле виртуальных контейнеров VC-12; P1P0 = 11 в конце сверхцикла, 00 в остальных случаях. В данном режиме канальный интервал KI16 занят или сигнальными каналами плезиохронной цифровой телекоммуникационной системы, или, если на сети действует система ОКС №7, 31-м информационным каналом.



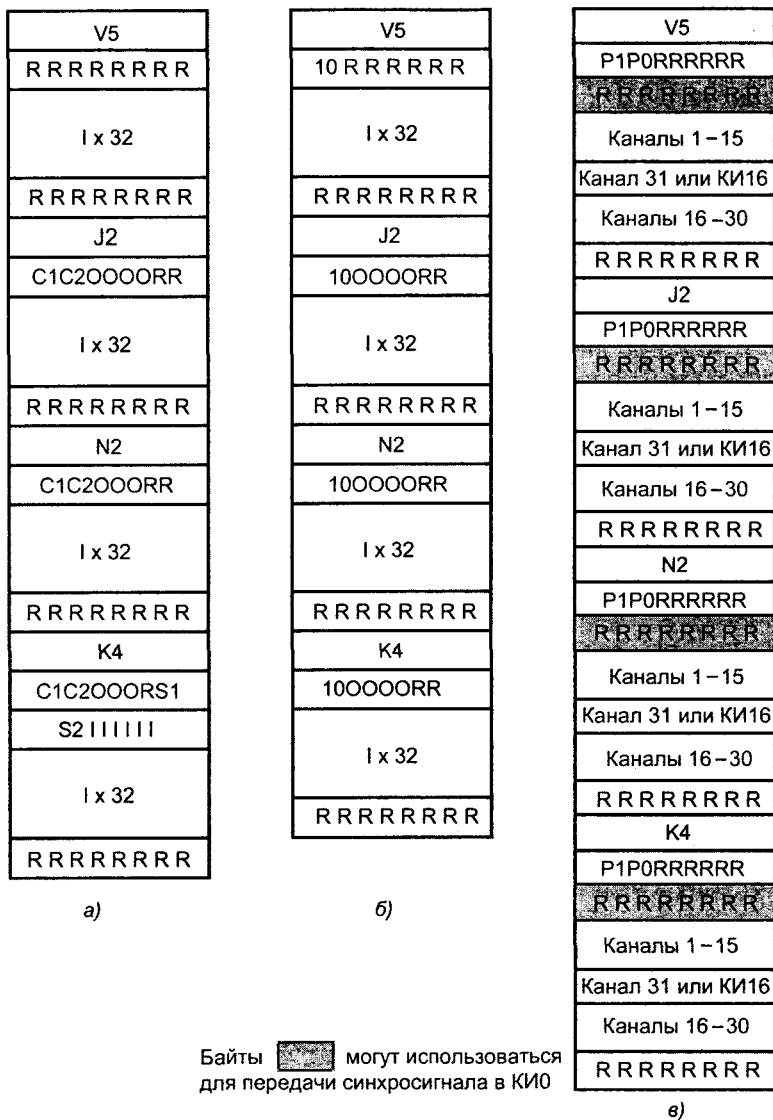


Рис. 7.13. Размещение потока 2.048 Мбит/с в VC-12:  
 а – асинхронное; б – бит-синхронное, в – байт-синхронное; I – информационный бит; O – резервный бит заголовка; C – бит управления выравниваем; S – бит выравнивания; R – бит фиксированной вставки

## **Глава 7. Преобразование сигналов в СЦТС**

---

Третий байт VC-12 может использоваться для передачи синхросигнала ПЦТС, хотя при байт синхронном режиме это не обязательно. Данный режим ввода позволяет посредством обработки указателей осуществлять доступ к основным цифровым каналам (64 кбит/с) введенного потока непосредственно в синхронном транспортном модуле STM-1. Однако, в последнее время считается рациональным для этой цели использовать так называемые «гибкие» мультиплексоры (см. § 12.2).

### **7.3.3. Ввод других потоков сети доступа**

Для ввода цифрового потока со скоростью 34 Мбит/с в контейнер C-3 используется метод грубого положительного и точного (побитного) нулевого, положительного и отрицательного выравнивания, как и при вводе потока 2 Мбит/с. Для этого предусмотрено 2 бита точного выравнивания на каждые три строки контейнера. Следует заметить, что потоки со скоростью 34 Мбит/с используются довольно редко, поскольку заполнение ими транспортного модуля STM-1 очень низкое. Действительно, модуль STM-1 может перенести 63 потока 2 Мбит/с или 3 потока 34 Мбит/с (см. рис. 7.5). В свою очередь, поток 34 Мбит/с (см. § 1.4) переносит 16 потоков 2 Мбит/с. Таким образом, перенос трех потоков 34 Мбит/с соответствует переносу 48 потоков 2 Мбит/с, т.е. относительное заполнение модуля составляет  $48/63 \approx 0,76$ .

Ввод потока 1,5 Мбит/с аналогичен вводу потока 2 Мбит/с; аналогичен и ввод потока 6,5 Мбит/с, но для него определены лишь способы асинхронного и бит синхронного ввода.

В настоящее время исходным потоком может являться высокоскоростной поток ячеек асинхронного переноса информации (технологии АТМ). Ячейки АТМ имеют размер 53 байт и загружаются байт синхронно в контейнер C-4. Контейнер содержит  $9 \times 260 = 2340$  байт, число не кратное 53-м. Поэтому ячейки при загрузке пересекают границы контейнеров и на приемном конце необходимо определять их границы. Эта операция производится по контрольной сумме заголовка (HEC), которая определена при формировании ячейки и содержится в последнем (5-м) байте заголовка ячейки. Поиск границ ячеек аналогичен поиску синхросигнала. Предполагается, что первые пять принятых байтов являются байтами заголовка. Приемник подсчитывает контрольную сумму по первым четырем байтам и сравнивает ее с содержанием пятого. Если контрольные суммы совпадают, приемник отсчитывает 48 байтов и повторяет операцию. При совпадении сумм несколько раз подряд, можно счи-

тать, что границы ячеек определены правильно. Если контрольные суммы не совпадают, производится сдвиг на один байт и операция повторяется. Вероятность того, что контрольная сумма, подсчитанная по четырем произвольным ячейкам, совпадет с содержанием пятой ячейкой, близка к нулю. При использовании этого способа должны быть приняты меры, исключающие сбои в работе системы при обработке ячеек, состоящих из одних нулей (в этом случае контрольная сумма, вычисленная посредством обычного циклического кода, также будет равна нулю). Дополнительным средством определения границы между ячейками может быть использование байта H4 трактового заголовка POH VC-4 (см. § 7.5).

Для транспортировки нагрузки, которая не приспособлена к стандартному набору виртуальных контейнеров (VC-4/3/2/12/11), может использоваться процедура объединения виртуальных контейнеров, или, иными словами, параллельное соединение трактов виртуальных контейнеров.

Существует два метода объединения виртуальных контейнеров: смежное и виртуальное. Оба метода обеспечивают объединение нескольких виртуальных контейнеров, сформированных одновременно, на протяжении всего тракта их передачи. Различие заключается в способе передачи контейнеров. Смежное объединение основывается на объединении контейнеров, принадлежащих к одной транспортной структуре (объединенные контейнеры рассматриваются как один виртуальный контейнер большей емкости), а виртуальное объединение предусматривает распределение нагрузки по нескольким стандартным виртуальным контейнерам и восстановление нагрузки в конечной точке передачи. Виртуальное объединение требует поддержки данной процедуры оборудованием только в точках ввода/вывода нагрузки, в то время как смежное объединение требует, чтобы каждый элемент тракта передачи поддерживал эту процедуру.

Наиболее часто используется смежное объединение  $X$  виртуальных контейнеров высокого уровня VC-4 (VC-4-Xс,  $X = 4, 16, 64, 256$ ).

Объединенный виртуальный контейнер (*сцепка*) VC-4-Xс занимает область в поле нагрузки соответствующего транспортного модуля STM-X, равную емкости  $X$  контейнеров четвертого уровня. В объединенном виртуальном контейнере используется трактовый заголовок первого из объединяемых контейнеров, расположенный в первом столбце (последовательность ВРР-8 распространяется на весь объединенный контейнер VC-4-Xс, см. § 7.5). В столбцы со

2-го по X-й, соответствующие трактовым заголовкам других объединяемых контейнеров, вводится фиксированная вставка.

Объединенный контейнер VC-4-Xc передается в X смежных административных блоках AU-4. Первый столбец виртуального контейнера всегда располагается в первом AU-4. Указатель первого блока AU-4 определяет позицию байта J1 трактового заголовка. Для выравнивания скоростей используется X·3 байтов. В указатели других AU-4 устанавливаются индикаторы объединения (конкатенации) контейнеров CI (см. § 7.4).

Объединенный контейнер VC-4-Xc обеспечивает передачу полезной нагрузки со скоростью:  $149760 \cdot X$  кбит/с.

При виртуальном объединении объединенный контейнер формируется из X независимых виртуальных контейнеров одного уровня. Каждый виртуальный контейнер имеет свой маршрутный заголовок и передается по сети независимо: Между виртуальными контейнерами могут возникать временные сдвиги из-за различных задержек в трактах передачи. Для компенсации задержек виртуальные контейнеры подвергаются на приеме процедуре выравнивания. Процесс преобразования виртуальных контейнеров на принимающей станции должен компенсировать разность в задержке как минимум в 125 мкс, но при применении двухуровневой сверхцикловой структуры (количество циклов в сверхцикле такого вида составляет 4096) должны компенсироваться разности задержек контейнеров 3-го и 4-го уровней до 512 мс. Для индикации номера объединяемого контейнера и номеров циклов и сверхциклов используется байт маршрутного заголовка H4.

Виртуальные контейнеры низкого уровня также могут объединяться смежным и виртуальным способами. Принципы их объединения аналогичны принципам объединения контейнеров высокого уровня. При виртуальном объединении информация, необходимая для восстановления объединенного контейнера на приеме и компенсации временных задержек, переносится байтами K4 трактовых заголовков. Разработаны способы, позволяющие компенсировать разности задержек передачи контейнеров низкого уровня до 512 мс.

### **7.4. Функции и структуры указателей**

Указатели используются для синхронизации виртуальных контейнеров в нагрузочных и административных блоках. Блок исходного потока, упакованный в виртуальный контейнер, может быть передан с фазой, отличающейся от фазы кадра (цикла передачи). Фазовое соотношение между кадром и виртуальным контейнером

## Часть 2. Синхронные ЦТС

фиксируется в байтах указателя. Байты указателя располагаются на фиксированных позициях в кадре и содержат адрес первого байта VC (первый байт PОН) в кадре.

Использование указателей позволяет вставлять нагрузочные потоки, упакованные в виртуальные контейнеры, в кадры высшего уровня без преобразования и буферизации. Любое изменение фазы и скорости передачи может быть скомпенсировано изменением значения указателя совместно с побайтным положительным, нулевым и отрицательным выравниванием.

Доступ к виртуальным контейнерам высшего уровня (НО VC) возможен непосредственно после обработки указателя AU. Для доступа к виртуальным контейнерам низшего уровня (ЛО VC) необходимо обработать дополнительные указатели. Поэтому использование указателей позволяет производить ввод/вывод потоков более низкого уровня (*компонентных потоков*) без демультимплексирования потока высокого уровня (*агрегатного потока*).

Существуют три типа указателей: указатель AU (PTR AU), указатель TU-3 (PTR TU-3) и указатель TU-1/2 (PTR TU-1/2). Структуры различных указателей и их расположение показаны на рис. 7.8 – 7.11. Первые два типа указателей содержат по одному байту H1 и H2, образующих единое 16-и разрядное кодовое слово, и байт H3, служащий для передачи информации при отрицательном выравнивании скорости передачи (PTR AU при переносе административного блока AU-4 содержит три байта H3). Указатели TU-1/2 имеют такой же состав; роль байтов H1, H2 и H3 играют соответственно байты V1, V2 и V3, байт V4 является резервным.

Для размещения PTR AU отводится поле в 9 байт (см. рис. 7.7). Если группа AUG содержит три блока AU-3, то поле занято полностью: первые три байта занимают три байта H1 первого, второго и третьего блоков, вторые три байта – байты H2 и третьи – байты H3. При переносе блока AU-4 поле указателей содержит байты, указанные в табл. 7.3.

Таблица 7.3

H1	Y	Y	H2	«1»	«1»	H3	H3	H3
Y – 1001SS11				«1» – 11111111				

Байты H1 и H2, образуют единое кодовое слово, приведенное в табл. 7.4.

Значение указателя определяет адрес первого байта трактового заголовка (J1) в информационном поле структуры, например, номер

## Глава 7. Преобразование сигналов в СЦТС

триады в информационном поле AUG (см. рис. 7.7 – 7.9). Очевидно, максимальное количество адресов равно  $2^{10} = 1024$ . Максимальное адресное поле, равное 783, имеет PTR AU; «лишние» адреса являются запрещенными, некоторые из них служат для передачи дополнительной информации об указателе.

Таблица 7.4

H1								H2							
N	N	N	N	S	S	I	D	I	D	I	D	I	D	I	D
Флаг новых данных								Значение указателя 10 битов							
N – флаг новых данных S – биты идентификации								D – декрементные биты I – инкрементные биты							

Флаг новых данных указывает на активное или пассивное состояние указателя. В активном состоянии биты флага образуют комбинацию 1001, в пассивном – 0110. Такие комбинации позволяют определять состояние флага, даже если при его приеме произошла одиночная ошибка.

Активное состояние указывает приемнику, что произведена смена указателя (но не по причине выравнивания), например, в начале загрузки нового потока. Пассивное состояние указывает, что изменения в указательном слове могут иметь значение команды согласования скоростей. Команда положительного выравнивания передается один раз и заключается в инверсии значений инкрементных битов I. При приеме этой команды приемник осуществляет вставку на позицию, следующую непосредственно за байтом H3 указателя (или за байтом V3 указателя TU-1/2 см. рис. 7.8 и 7.11). Команда отрицательного выравнивания также передается один раз и заключается в инверсии значений декрементных битов D. Надежность передачи команд обеспечивается их избыточностью (достаточно правильно определить инверсию трех битов из пяти – защита от двойной ошибки).

Биты идентификации S указывают на тип данного указателя, их значения приведены в табл. 7.5. Там же приведены диапазоны значений (адресов) указателей.

В предыдущем разделе рассматривался случай смежного объединения контейнеров. При этом отмечалось, что указатель первого контейнера является стандартным, а в указатели других контейнеров устанавливаются индикаторы объединения (конкатенации) CI.

## Часть 2. Синхронные ЦТС

Индикатор С1 обозначается запрещенным адресом, состоящим из 10 единиц, байты НЗ при этом используются по командам, содержащимся в указателе первого контейнера сцепки.

Таблица 7.5

Тип указателя	S	S	Разрешенные адреса
AU-4/3	1	0	0 – 782
TU-3	0	1	0 – 764
TU-2	0	0	0 – 427
TU-12	0	1	0 – 139
TU-11	1	1	0 – 103

При формировании нагрузочного блока TU-3 из групп TUG-2 (см. § 7.2.), необходимость в использовании указателя PTR TU-3 отпадает, поскольку выравнивание уже осуществлено на уровне блоков TU-1/2. В этом случае в блок TU-3 вводится *нулевой указатель* NPI, который игнорируется на приеме. Этот указатель определяется запрещенным адресом «1111100000»; байт отрицательного выравнивания НЗ при этом не используется.

### 7.5. Функции и структуры заголовков

В общем случае заголовки транспортных структур выполняют следующие функции:

- формируют кадр (цикл) транспортной структуры;
- осуществляют контроль состояния (мониторинг) тракта (секции);
- осуществляют обнаружение ошибок и локализацию их источника;

обеспечивают функционирование тракта (секции) и управление.

Структура транспортных модулей STM такова, что заголовки структур всегда отделены от пользовательской информации. Поэтому возможно анализировать, менять и добавлять информацию в байтах заголовков отдельных трактов в любое время без разборки всего модуля. Различают секционные SOH и трактовые заголовки различного уровня. Области действия различных заголовков показаны на рис. 7.14. На рисунке отмечены места формирования транспортных структур (контейнеров С, виртуальных контейнеров VC и синхронных транспортных модулей STM); и места регенераторов R. Области действия заголовков определяют соответствующие тракты и секции – элементы технического обслуживания. Рас-

## Глава 7. Преобразование сигналов в СЦТС

смотрим структуры различных заголовков.

Секционный заголовок SOH модуля STM-1 состоит из восьми строк по 9 байт (табл. 7.6). Первые три строки являются подзаголовком регенерационной секции RSOH, пять последних – подзаголовком мультиплексной секции MSOH. В четвертой строке находится указатель (PTR AU), который не является составляющей секционного заголовка SOH.

Таблица 7.6

RSOH	A1	A1	A1	A2	A2	A2	C1	нац. р.	нац. р.
	B1			E1			F1	нац. р.	нац. р.
	D1			D2			D3		

Указатель (PTR AU)

MSOH	B2	B2	B2	K1			K2		
	D4			D5			D6		
	D7			D8			D9		
	D10			D11			D12		
	S1	Z1	Z1	Z2	Z2	M1	E2	нац. р.	нац. р.

Байты RSOH используются для контроля и управления регенерационными секциями. Эти байты создаются в каждом регенераторе и при необходимости транслируются в следующую секцию (рис. 7.14).

Байты MSOH действуют от мультиплексора до мультиплексора и недоступны в регенераторах.

Свободные байты зарезервированы для будущего международного использования, байты, отмеченные «нац. р.», зарезервированы для использования на национальных сетях. Следует помнить, что первая строка SOH не скремблируется, поэтому при размещении информации в байтах «нац. р.» первой строки следует избегать пакетов нулей и единиц. Значения других байтов приводятся ниже.

A1 и A2 (A1=11110110, A2=00101000) – в шести байтах помещен цикловой синхросигнал. Синхросигналы всех модулей STM-1 включаются в состав STM-N, соответственно для STM-4 предусмотрено  $6 \times 4 = 24$  байт, для STM-16 – 96 байт и так далее.

Каналы передачи данных размещаются в 12 байт (D1-D12). Они предусмотрены для передачи управляющей информации и называются DCC. Различают DCCR с общей скоростью передачи 192 кбит/с (D1-D3) и DCCM с общей скоростью передачи 576 кбит/с (D4-D12). В составе STM-N используются DCC только первого STM-1.



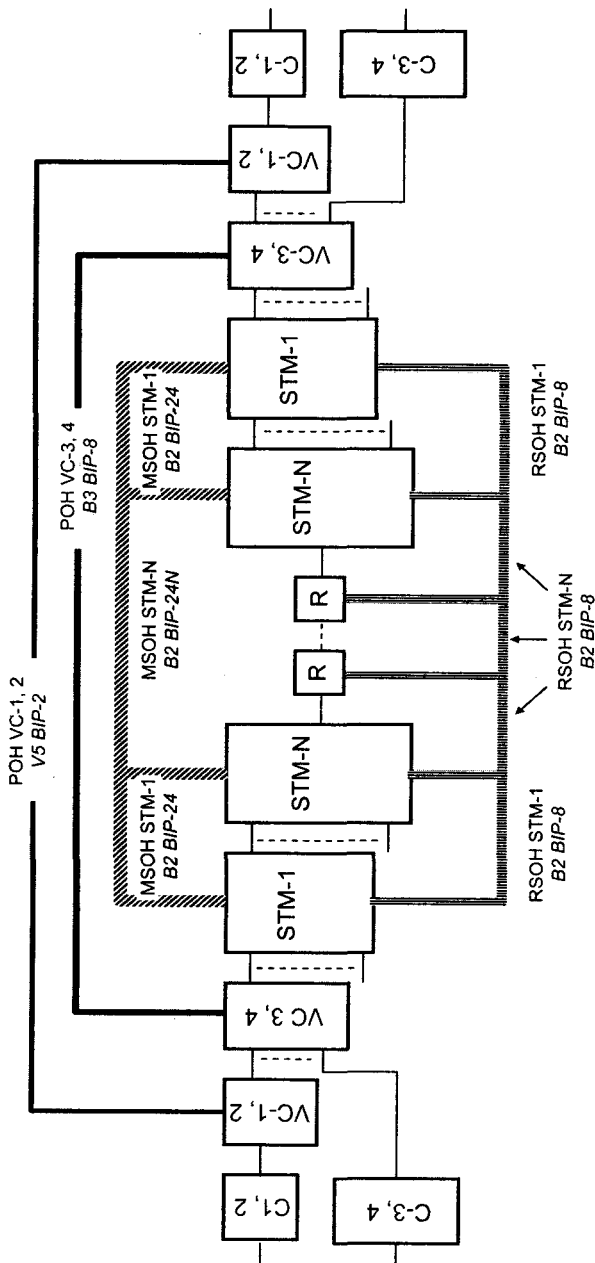


Рис. 7.14. Область действия заголовков и секции контроля кодом BIP

Каждый модуль STM-1 имеет соответствующий идентификатор, используемый для определения и проверки его позиции в составе STM-N. Идентификатор помещается в байте С1.

Байты E1, E2 предназначены для организации служебной связи, в том числе голосовой. Обеспечивается передача речи между регенераторами (E1) или между мультиплексорами (E2). Определены только для STM-1 №1.

Байт F1 зарезервирован для использования оператором сети. Может использоваться для специальных эксплуатационных нужд. Определен только для STM-1 №1.

Байт В1 используется для обнаружения ошибок в модуле STM-N на регенерационной секции. Один байт В1 предусмотрен в заголовке RSOH каждого модуля STM-1. При передаче STM-N используется только байт В1 модуля STM-1 №1. Обнаружение ошибок производится с использованием контроля четности методом ВIP-8 (см. § 7.6).

В случае контроля сигнала STM-N процедура ВIP-8 выполняется для всего скремблированного модуля. Результат – 8-битное кодовое слово помещается в байт В1 последующего модуля STM-N до скремблирования. В1 пересчитывается в каждом регенераторе и мультиплексоре.

Для контроля ошибок на мультиплексной секции предусмотрены три байта В2. Результатом выполнения процедуры ВIP-24 является 24-битное кодовое слово, которое вставляется в три байта В2 модуля STM-1. Все байты В2 ( $N \times 3 \times B2$ ) используются при передаче сигнала STM-N.

В STM-1 процедура ВIP-24 выполняется для всего содержимого, не скремблированного модуля за исключением первых трех строк SOH, а результат вставляется в байты В2 не скремблированного последующего кадра. Первые три строки SOH (RSOH) не записываются в В2, чтобы возможные изменения RSOH регенераторами не оказывали влияние на В2.

Два байта К1 и К2 предназначены для сигнализации об автоматической защитной коммутации APS (automatic protection switching) и выполняют следующие функции.

– Биты 6, 7 и 8 байта К2 устанавливаются в «1» для передачи сигнала индикации тревоги (AIS) на мультиплексной секции. Если эти биты распознаются как «1» после дескремблирования STM-N, то это интерпретируется как сигнал AIS.

– Ошибка приема на дальнем конце на секции (FERF). Если мультиплексор STM-N не принимает сигнала или принимает сигнал AIS, то он начинает передавать в обратном направлении код FERF,

## Часть 2. Синхронные ЦТС

устанавливая комбинацию «110» в битах 6, 7 и 8 байта K2. Это показывает противоположной стороне, что дальний конец не принимает сигнала или принимает сигнал AIS.

– Автоматическая защитная коммутация линии 1:n ( $n = 1...14$ ). Для защиты нескольких каналов может быть предусмотрен один резервный. При аварии мультиплексоры на обоих концах линии должны переключаться на резервный канал. Согласование данной процедуры осуществляется посредством байта K1. Для этих целей служит стандартный протокол. Байты K1 и K2 определены только в STM-1 № 1 в составе STM-N.

Байт S1 несет информацию о типе источника синхронизации для приходящего STM-N (см. § 10.3). Используются биты 5, 6, 7, 8. Определен только в модуле STM-1 №1 в составе STM-N.

Байт M1 содержит число ошибочных блоков, обнаруженных с помощью кода ВР-24 (B2) на дальнем конце. Возможные значения для STM-1 от 0 до 24, для STM-4 от 0 до 96. В нормальных условиях значения, превышающие указанные пределы, не должны генерироваться.

В составе модуля STM-N байт M1 передается один раз. Он всегда следует за двумя первыми байтами Z2.

Байты Z1, Z2 зарезервированы для будущего международного использования и определены во всех STM-1 в составе STM-N.

Трактовые заголовки POH присоединяются к контейнерам C. Вместе они образуют виртуальные контейнеры VC, которые переносятся по трактам сети как неизменяемые объекты. POH содержит всю необходимую для надежного транспортирования контейнера информацию. Информация о состоянии тракта может быть получена обработкой содержимого POH. Области действия различных POH показаны на рис. 7.14.

Байты POH VC-3 и VC-4 имеют назначение, приведенное в табл. 7.7.

Байт J1 используется для передачи идентификатора точки маршрутного доступа, который представляет собой строку символов в коде ASCII. Используется для получения принимающим терминалом постоянного подтверждения о связи с определенным передатчиком. В международных сетях используется строка длиной 64 байт, в национальных – 16 байт.

Байт B3 содержит результат проверки содержимого контейнера на четность кодом ВР-8. Вычисляется для всех байтов предыдущего VC до скремблирования. Вычисленное значение помещается в данный байт перед скремблированием (см. § 7.6).

Таблица 7.7

J1	Трассировка тракта	Байты для сквозной связи, их функции не зависят от нагрузки
B3	VIP-8	
C2	Сигнальная метка	
G1	Состояние тракта	
F2	Канал пользователя тракта	Байты, специфичные для типов нагрузки
H4	Индикатор сверхцикла	
F3	Канал пользователя тракта	
K3	Переключение на резерв	–
N1	Контроль транзитного соединения	–

C2 является указателем типа полезной нагрузки виртуального контейнера. Значение метки может принимать одно из 11 разрешенных значений. Этими значениями в шестнадцатиричной системе счисления являются:

- 00 – тракт VC не установлен (не оборудован). Это состояние используется для предотвращения ложной сигнализации об аварии;
- 01 – тракт VC оборудован, но конкретный тип нагрузки еще не определен;
- 02 – нагрузкой являются 3 группы TUG-3;
- 03 – нагрузкой являются 7 групп TUG-2;
- 04 – нагрузкой являются сигналы контейнера C3;
- 12 – VC-4 загружен контейнером C-4 (сигнал ПЦИ 140 Мбит/с);
- 13 – нагрузкой являются ячейки ATM;
- 14 – тракт используется для сети MAN;
- 15 – тракт используется для сети FDDI;
- FE – специальный тестовый сигнал 0181;
- FF – сигнал AIS, VC-AIS.

Байт G1 передает информацию о состоянии и результатах мониторинга тракта на дальний конец. Устанавливается в РОН, который передается в обратном направлении.

В этом байте биты 1 – 4 предназначены для передачи FEVE – числа ошибок, обнаруженных с помощью VIP-8. Допустимые значения от 0 до 8. В нормальных условиях значения, превышающие указанные пределы, не должны генерироваться. Появляющиеся недопустимые значения интерпретируются как 0 (отсутствие ошибок).

Бит 5 используется для сигнализации об аварии на дальнем конце тракта FERF. Возвращается в обратном направлении и уста-

навливается в активное состояние «1» в случае пропадания сигнала, приема сигнала AIS или неверного соединения трактов (ошибка трассировки).

Биты 6 – 8 не используются.

Посредством байтов F2 и F3 организуются служебные каналы пользователя тракта.

Байт H4 является индикатором сверхцикла. Он используется в случае распределения нагрузки между несколькими кадрами. Показывает, какой цикл (кадр) из сверхцикла присутствует в данном виртуальном контейнере. Например, на рис. 7.11 показано, что указатель TU-12 распределен между четырьмя кадрами TU-12, составляющими сверхцикл, и передается за 4 кадра VC-3/4. Посредством байта H4 можно установить, какая часть указателя должна обрабатываться в данный момент. Этот байт также используется при обработке сцепок контейнеров и структур, передающих ячейки АТМ (см. подпараграф 7.3.3).

Байт K3 обеспечивает сигнализацию автоматического переключения на резерв (APS). В нем используются биты 1 – 4.

Байт N1 используется для контроля транзитного соединения на границе двух операторов (биты 1 – 4) и для организации канала передачи данных (биты 5 – 8).

Трактовые заголовки PОН виртуальных контейнеров нижнего уровня состоят из четырех байтов V5, J2, N2 и K4, каждый из которых устанавливается в начале контейнера каждого цикла сверхцикла (см. рис. 7.11).

Информация, которая содержится в байте V5, аналогична информации байтов B3, G1 и C2 заголовков PОН трактов высокого уровня. Биты 1 и 2 используются для контроля ошибок в тракте методом ВР-2 (см. § 7.6). Значение кодового слова вычисляется по всем битам соответствующих виртуальных контейнеров в сверхцикле, включая байты PОН, но не включая байты указателя РТR TU-1/2. Исключение составляет байт V3 в случае отрицательного согласования (тогда в нем передается информация пользователя).

Бит 3 служит для передачи информации о наличии ошибок на дальний конец (FEBE или REI). При обнаружении посредством ВР-2 одной и более ошибок, в этом бите устанавливается «1».

Бит 4 служит для оповещения дальнего конца об удаленной неисправности (RFI), если в данном пункте отсутствуют сигналы о неисправности в направлении передачи, то в направлении приема в этом бите устанавливается «0».

Биты 5, 6, 7 содержат сигнальную метку, ее значения приведены в табл. 7.8

Таблица 7.8

Сигнальная метка	Бит 5	Бит 6	Бит 7
Тракт не установлен	0	0	0
Тракт установлен, но не определен	0	0	1
Асинхронный «мягкий» режим	0	1	0
Байт-синхронный «мягкий» режим	1	0	0
Резерв	1	0	1
Тестовый сигнал 0181	1	1	0
Сигнал AIS (VC-AIS)	1	1	1

В бите 8 на дальний конец передается сигнал о неисправности приема (FERF или RDI). В этом бите устанавливается «1», если условия исключают возможность нормального приема, например, принимается аварийный сигнал (AIS).

Другие байты заголовка аналогичны соответствующим байтам траковых заголовков высокого уровня: J2 – обеспечивает трассировку тракта, N2 – контроль транзитного соединения и K4 – байт автоматического переключения на резерв APS (в нем используются биты 1 – 4).

### **7.6. Контроль появления ошибок**

Некоторые байты заголовков, как отмечалось в § 7.5, предназначены для обнаружения ошибок. Подсчет числа ошибок позволяет контролировать качество передачи на той или иной секции или в тракте. Принцип обнаружения ошибок заключается в том, что на передающей стороне по определенному правилу производится анализ некоторых параметров информационного блока N (обычно цикла передачи). По результатам анализа формируется кодовое слово, которое переносится в заголовке.

На приемной стороне этот же блок вновь анализируется по тому же правилу и для него вновь формируется кодовое слово, которое сравнивается с принятым. Любое различие кодовых слов говорит о наличии ошибок в полученном блоке. Статистика появления различий переданных и принятых кодовых слов позволяет судить о качестве передачи по данной секции или тракту. Сказанное иллюстрируется рис. 7.15.

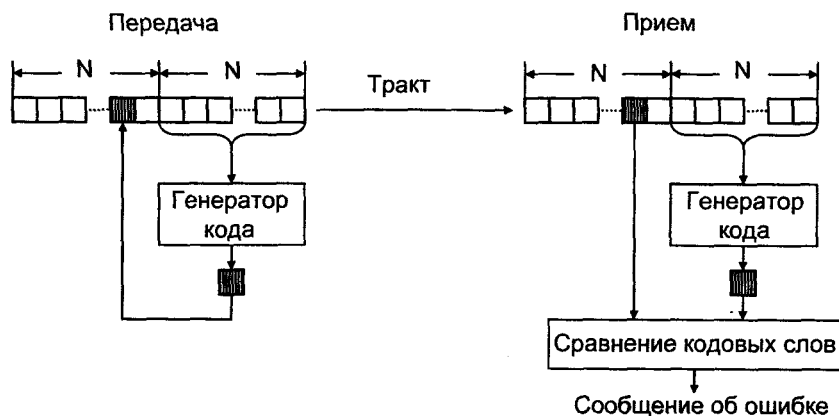


Рис. 7.15. Принцип обнаружения ошибок

Если относительная величина кодового слова велика (объем кодового слова сравним с объемом анализируемого блока), возможно при применении специальных кодов не только обнаруживать ошибки, но и устранять их. В частности, такой способ применяется в системах со спектральным уплотнением оптического волокна (см. гл. 10). В общем случае в синхронных ЦТС применяется специальный код проверки на четность, известный как код VIP-N.

Использование кода VIP-N заключается в следующем. Очередной передаваемый блок информации разделяется на подблоки, каждый из которых содержит  $n$  символов (рис. 7.16). Все первые биты подблоков суммируются по модулю два. Результат помещается в первый бит кодового слова VIP-N. Аналогично обрабатываются вторые биты подблоков, результат обработки помещается во второй бит кодового слова и так далее, вплоть до  $n$ -го бита. Полученное кодовое слово вставляется в соответствующий заголовок (см. § 7.5). Величина  $n$  является глубиной проверки методом VIP. Заметим, что при глубине проверки, равной единице, достоверно устанавливается лишь наличие одиночной ошибки в анализируемом блоке. Если ошибок несколько, то при четном их числе ошибки не обнаруживаются, а нечетное число идентифицируется как одиночная ошибка. По мере увеличения глубины проверки (уменьшения объемов информации, проверяемых на четность) достоверность проверки методом VIP возрастает. В общем случае этот метод пригоден для обнаружения ошибок, вероятность появления которых невелика, что и характерно для трактов и секций СЦТС.

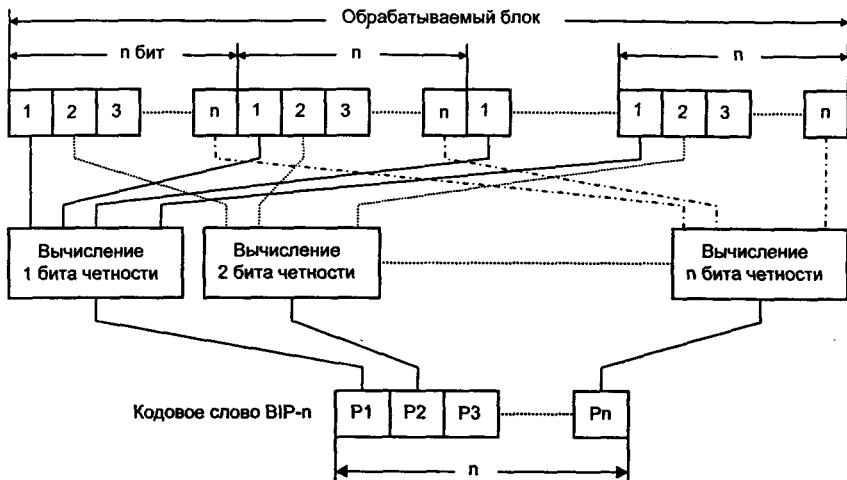


Рис. 7.16. Формирование кодового слова VBP-n

На рис. 7.14, приведенном ранее указаны участки, на которых осуществляется проверка на наличие ошибок методом VBP. Для каждого участка отмечена соответствующая глубина проверки и указан байт заголовка, в котором размещается кодовое слово. В § 7.5 указывается также порядок осуществления проверки и байты заголовков, в которых передается извещение о наличии ошибок на передающий конец. На рис. 12.5 указаны места генерации и приема кодовых слов VBP.



## Глава 8

### МУЛЬТИПЛЕКСОРЫ СЦТС

#### 8.1. Функциональная схема мультиплексора

Мультиплексоры синхронных цифровых телекоммуникационных систем (синхронные мультиплексоры, СМ) заменяют собой целый набор оборудования сетевых станций и узлов. Они не только осуществляют мультиплексирование синхронных потоков всех уровней, но и осуществляют оперативные переключения (кросс-коммутацию) на синхронной сети, выполняют функции ввода в синхронную сеть потоков доступа, функции линейного оборудования и некоторые другие. Каждый конкретный мультиплексор выполняет обычно только часть названных функций в том или ином объеме. Это зависит от конструкции данного мультиплексора и от его конфигурации, которая у многих мультиплексоров может достаточно широко изменяться. Полный набор функций синхронного мультиплексора стандартизирован на международном уровне и может быть представлен в виде обобщенной функциональной схемы, которая включает в себя стандартные функциональные блоки и эталонные точки, через которые проходят стандартные сигналы. В дальнейшем, при рассмотрении функций мультиплексора, в соответствии с европейскими стандартами, будем считать, что к трактам высокого уровня относится только тракт VC-4 (см. рис. 7.5).

На рис. 8.1 представлена обобщенная функциональная схема синхронного мультиплексора. Центральную часть рисунка занимают функциональные блоки преобразования сигналов. Сверху расположен блок функции транспортного терминала TTF. Через опорную точку *A* проходят транспортные модули STM-N в виде оптических сигналов. Через эту точку возможна передача и электрических сигналов, но только на уровне STM-1. Функции этого модуля подробнее будут рассмотрены ниже, здесь отметим только, что через опорную точку *F* сигналы уже проходят в виде виртуальных контейнеров высокого уровня VC-4 (или, в соответствии с американским стандартом, в виде VC-3 или VC-4). Таким образом, в функцию TTF

## Глава 8. Мультиплексоры СЦТС

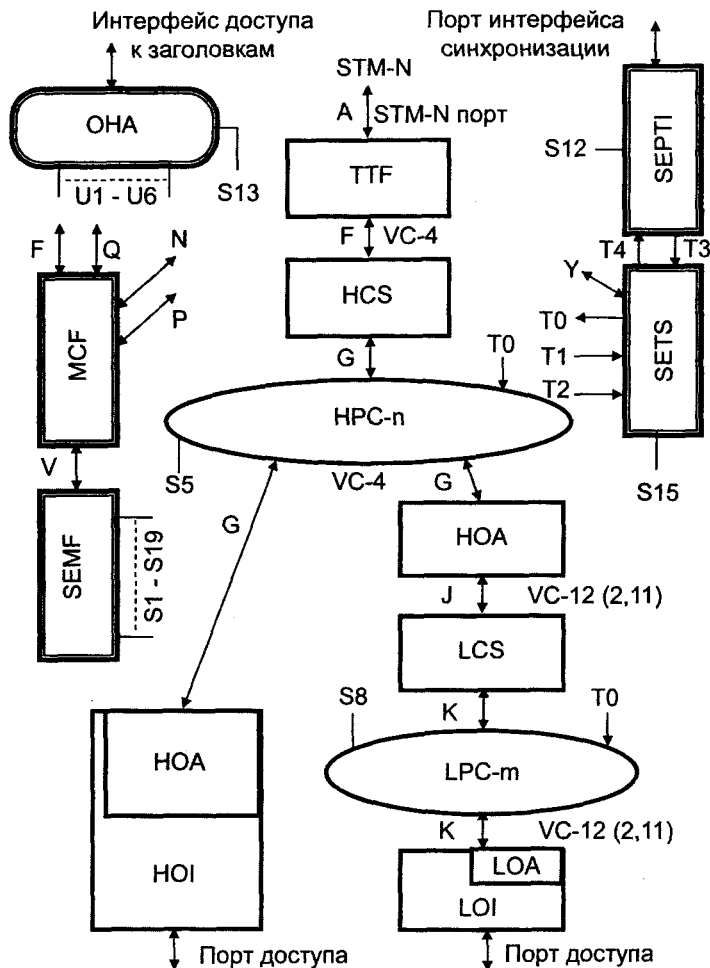


Рис. 8.1. Обобщенная функциональная схема мультиплексора:  
 ОНА – доступ к заголовкам; TTF – транспортный терминал; SEPTI – физический интерфейс тактового генератора; SETS – тактовый генератор; MCF – передача сообщений; HCS – дистанционный контроль соединений трактов высокого уровня; HPC-n – переключение трактов высокого уровня; SEMF – управление оборудованием; HOA – сборки виртуальных контейнеров высокого уровня; LCS – дистанционный контроль соединений трактов низкого уровня; LPC-m – переключатель трактов низкого уровня; HOI – интерфейс тракта высокого уровня; LOI, LOA – интерфейс тракта низкого уровня

входит обработка секционного заголовка SOH и указателя (указателей) PTR AU. Далее расположен блок HCS – его функцией является дистанционный контроль соединений трактов высокого уровня.

Блок HPC-n представляет функцию переключения трактов высокого уровня. Аппаратно функция переключения реализуется как коммутационное поле мультиплексора; его параметры в значительной мере определяют стоимость мультиплексора в целом.

Заголовок POH тракта высокого уровня создается (и уничтожается на приемном конце) функцией HOA – функцией сборки виртуальных контейнеров VC-4. Виртуальные контейнеры высокого уровня могут собираться или из контейнеров высокого уровня (по европейским стандартам только из контейнеров C-4), или из транспортных структур низкого уровня. В первом случае создание виртуальных контейнеров VC-4 обеспечивается функцией HOI – интерфейсом тракта высокого уровня (в которую входит и функция HOA – левая ветвь функциональной схемы). Во втором случае (правая ветвь рис. 8.1) функции HOA предшествуют (на передаче) функции трактов низкого уровня LCS, LPC-m и LOI, аналогичные соответствующим функциям трактов высокого уровня.

Центральной функцией синхронного мультиплексора является функция управления оборудованием SEMF. Этот блок взаимодействует с другими функциональными блоками через эталонные точки S. Информация, проходящая через точки S, подразделяется на аварийные сигналы, команды и сообщения. Управляющая информация для блока SEMF и отклики на нее проходят через эталонную точку V от блока MCF – функции обмена сообщениями. Этот блок имеет интерфейсы F – для подключения рабочей станции, Q – для входа в операционную систему управления, N – для подключения к каналу передачи данных байтами D1 – D3 секционного подзаголовка RSOH и P – для подключения к каналу передачи данных байтами D4 – D12 секционного подзаголовка MSOH.

Формирование тактовых сигналов для всех блоков оборудования обеспечивается функцией тактового генератора SETS. Тактовые сигналы к оборудованию поступают через точки T0. В качестве эталонных сигналов для тактового генератора могут выбираться сигналы в точках T1 – сигнал, выделенный в блоке TTF из поступающего линейного сигнала, T2 – сигнал, выделенный в блоке LOI из сигнала, поступающего из сети доступа, и T3 – сигнал, поступающий от внешнего источника через блок SEPTI, реализующий функцию физического интерфейса тактового генератора. Генератор может передавать свой сигнал синхронизации во внешнюю среду

через точку T4 и блок SEPTI. Информация о статусе синхронизации (байт S1 заголовка SOH) поступает в TTF через точку Y.

Функциональная схема мультиплексора содержит также блок ОНА – функцию доступа к заголовкам. Его основное назначение – организация служебной связи посредством байтов E1, E2 и F1 секционного заголовка SOH и байтов F2, N1 и N2 трактовых заголовков POH. Блок ОНА имеет интерфейс внешнего доступа и передает информацию к байтам заголовков через эталонные точки U.

На рис. 8.2 показаны функции, входящие в состав функции TTF. Функция SPI – синхронного физического интерфейса, обеспечивает согласование аппаратуры со средой передачи (с электрическим или оптическим кабелем). На приеме эта функция обеспечивает регенерацию линейного сигнала, а также выделение тактового синхросигнала. Функция SPI осуществляет контроль сигналов на приеме и передаче.

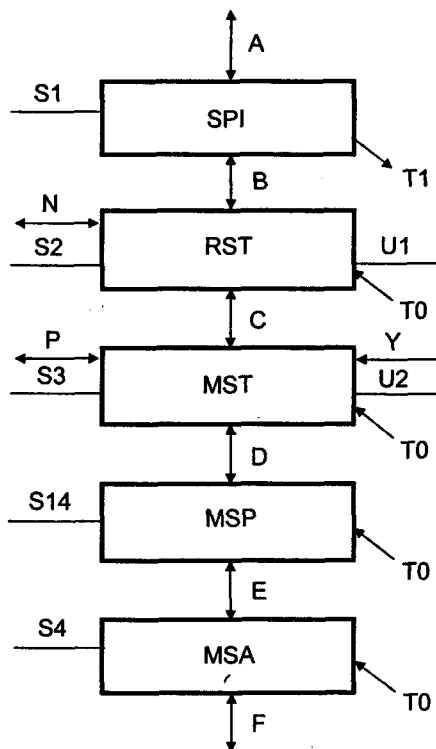


Рис. 8.2. Функциональная схема транспортного терминала TTF

Основное назначение функции RST – окончания регенераторной секции, прием и генерация подзаголовка RSOH. При этом осуществляется цикловая синхронизация, а также скремблирование сигнала на передаче и дескремблирование на приеме. Как и для большинства других функций преобразования сигналов, эта функция осуществляет контроль определенных параметров сигнала. В частности, здесь производится проверка сигнала на наличие ошибок кодом ВІР-8 (подробнее о функциях контроля см. гл. 14).

Функция MST – окончания мультиплексной секции, осуществляет прием и генерацию секционного подзаголовка MSOH. На этом уровне контролируется появление ошибок в сигнале методом ВІР-24.

Следующая функция, входящая в блок ТТФ, функция MSP – резервирования мультиплексной секции, обеспечивает возможность ответвления сигнала на другую линейную систему для целей резервирования. С этой целью здесь производится обработка байтов автоматического переключения на резерв (K1 и K2 MSOH).

Заканчивается блок функций транспортного терминала функцией MSA – адаптации мультиплексной секции. Основное назначение этой функции – обработка указателей административных блоков PTR AU. В направлении передачи указатели генерируются; в случае необходимости в них вводятся команды согласования скоростей. На приеме указатели анализируются с целью определения положения первого байта виртуального контейнера (байт J1 POH) в нагрузочном поле синхронного модуля. Другим назначением этой функции является на передаче формирование групп административных модулей AUG и мультиплексирование их в синхронный модуль STM-N. На приеме, естественно, осуществляется обратная операция.

На рис. 8.3 представлен блок функций интерфейсов трактов высокого и низкого уровней. Состав блока, как для высокого уровня, так и для низкого одинаков; отличие заключается лишь в некоторых обозначениях. На рисунке обозначения, относящиеся к тракту низкого уровня, взяты в скобки.

Основное назначение функции НРТ – окончания тракта высокого уровня, генерация на передаче и извлечение на приеме трактового заголовка POH. На этом уровне создается тракт, как объект технического обслуживания, здесь устанавливается (на передаче) идентификатор тракта (байты J1) и анализируется идентификатор на приеме.

Для правой ветви функциональной схемы (блок НОА на рис. 8.1), функция адаптации тракта высокого порядка НРА-п/т обеспечивает

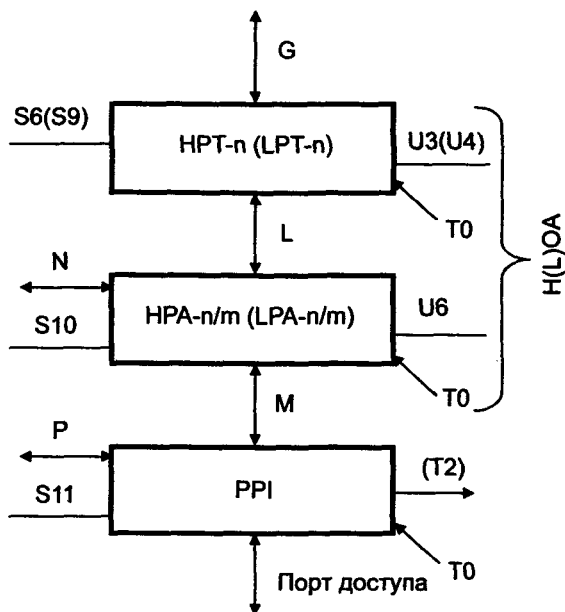


Рис. 8.3. Функциональная схема интерфейса тракта высокого (низкого) уровня H(L)OI

формирование и разборку виртуальных контейнеров порядка  $n$  с использованием контейнеров меньшего уровня  $m$ . Контейнеры низких уровней на передаче формируются в соответствующие структуры нагрузочных блоков TU, которые на приеме расформируются. Следовательно, данная функция обеспечивает также генерацию и обработку соответствующих указателей (PTR TU). Для левой ветви (блок HOI на рис. 8.1) функция HPA- $n/m$  обеспечивает сборку виртуальных контейнеров VC-4 из контейнеров C-4, поэтому (см. рис. 7.5) генерации и обработки указателей здесь не требуется.

Функция PPI – физического интерфейса, обеспечивает взаимосвязь синхронного мультиплексора с сетью каналов доступа. Здесь осуществляется регенерация сигналов, поступающих из канала доступа, и формирование контейнеров. В противоположном направлении функция PPI преобразует контейнеры в сигналы пользователя.

Все функции блока LOI аналогичны рассмотренным функциям блока HOI. Можно отметить, что функция PPI тракта низкого уровня предполагает выделение синхросигнала из канала сети доступа и

## Часть 2. Синхронные ЦТС

передачу его в блок тактового генератора SETS через эталонную точку T2. Однако такие сигналы для синхронизации используются редко.

Функциональная схема дистанционного контроля соединения трактов H(L)CS представлена на рис. 8.4. Блок HCS (LCS) – дистанционного контроля соединений трактов высокого (низкого) уровня включает в себя две функции HPOM-n (LPOM-n) – функцию контроля заголовка тракта и HUG-n (LUG-n) – функцию генерации сигнала необорудованного тракта. Каждая из этих функций может быть отключена оператором сети. Как следует из названия, функция контроля заголовка тракта осуществляет контроль байтов заголовка, в частности, для трактов высокого уровня проверяет соответствие метки тракта (байт J1) и метки сигнала (байт C2 – тип нагрузки виртуального контейнера) установленным значениям, проверяет наличие ошибок методом ВІР-8 (байт В3). Для трактов низкого уровня выполняются аналогичные операции, но с байтами V5 и J2 (см. § 7.5). Основное назначение функции HUG (LUG) – генерация сигнала, имитирующего нагрузку VC-n, и формирование трактового заголовка при отсутствии информационных сигналов на передаче. Создание такого сигнала исключает возможность формирования случайных ложных сигналов при отсутствии сигналов передачи. Ложные сигналы могут быть восприняты приемником как аварийные с трудно предсказуемыми последствиями.

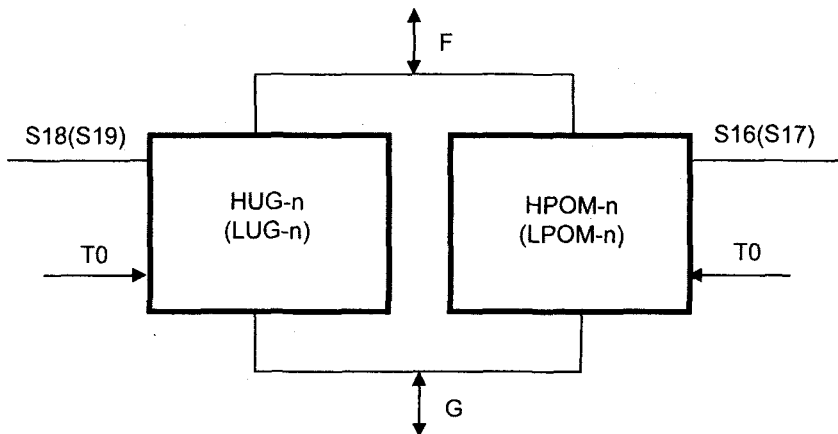


Рис. 8.4. Функциональная схема дистанционного контроля соединения трактов H(L)CS

Поскольку функции блока HCS (LCS) дублируют некоторые операции функции окончания трактов, этот блок входит обычно в состав мультиплексоров, образующих на сети такой объект технического контроля, как «секция тракта высокого (низкого) уровня». Как правило, эти мультиплексоры выполняют задачи аппаратуры оперативного переключения (АОП).

### 8.2. Конфигурации мультиплексоров

В § 8.1 была рассмотрена обобщенная функциональная схема синхронного мультиплексора (см. рис. 8.1). Реальные мультиплексоры, как уже отмечалось, могут выполнять лишь часть тех функций, которыми обладает полная схема. Перечень функций, которыми обладает данный мультиплексор, определяется его конфигурацией. В относительно простых мультиплексорах конфигурация неизменяема, как правило, она задается заказчиком оборудования в соответствии с теми сетевыми задачами, которые призван решать данный мультиплексор. В более сложных, *модульных* конструкциях, конфигурация может изменяться добавлением и сменой определенных модулей – блоков, реализующих те или иные функции. Конфигурацию многих мультиплексоров можно изменять на уровне программного обеспечения системы управления. Относительно дорогие мультиплексоры, с возможностью широкого наращивания функций, обычно применяют на интенсивно развивающихся сетях. Следует отметить, что блоки структурной схемы мультиплексора практически никогда полностью не совпадают с функциональными блоками. Состав структурных блоков зависит от элементной базы, от особенностей производства и ряда других обстоятельств.

Рассмотрим наиболее часто встречающиеся конфигурации синхронных мультиплексоров. На рис. 8.5 приведена конфигурация мультиплексора, который обеспечивает функцию трансляции, позволяющую контейнерам VC-3, 4 проходить транзитом между сетями, основанных на блоках AU-4. В международных рекомендациях такая конфигурация определена как регенератор.

Однако, в общем случае, функцию регенератора может выполнять более простая конфигурация, состоящая из двух блоков, содержащих

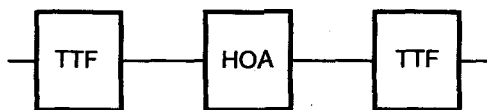


Рис. 8.5. Конфигурация мультиплексора-транслятора



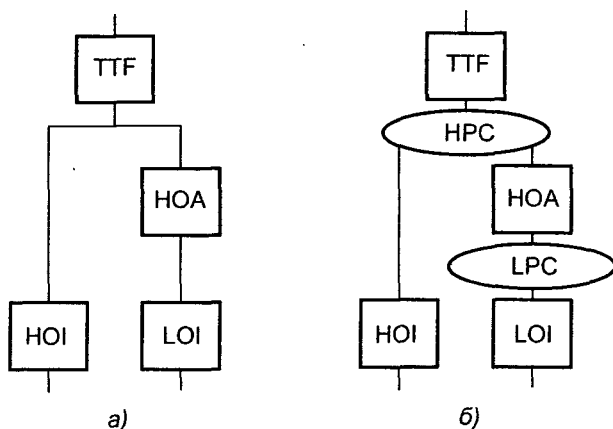


Рис. 8.6. Конфигурации терминальных мультиплексоров: а – без функций коммутации; б – с функциями коммутации

функции SPI и RST, и соединенных между собою в эталонной точке С (см. рис. 8.2).

На рис. 8.6,а представлена конфигурация *терминального* (оконечного) мультиплексора, обеспечивающего простую функцию группообразования, т.е. объединения сигналов доступа в синхронный транспортный модуль STM-N. Конфигурация лишена функций коммутации (LPC, HPC), поэтому размещение каждого из компонентных сигналов в синхронном потоке оказывается фиксированным. Конфигурация терминального мультиплексора с функциями коммутации (рис. 8.6,б) обеспечивает гибкое назначение любого потока доступа на любую позицию в модуле STM-N. Однако стоимость таких мультиплексоров оказывается значительно выше, чем имеющих конфигурацию, соответствующую рис. 8.6,а.

На рис. 8.7 приведены конфигурации мультиплексоров-концентраторов, отличающиеся отсутствием (а) или наличием (б) функции коммутации потоков высокого уровня (HPC). Такие мультиплексоры обеспечивают возможность объединения нескольких потоков STM-M в один поток STM-N более высокого уровня. Наличие функции коммутации за счет перераспределения потоков VC позволяет объединять несколько частично заполненных потоков STM-N в один поток того же уровня.

Наиболее часто используемые на сети мультиплексоры – мультиплексоры ввода-вывода. На рис. 8.8 показаны две возможные конфигурации таких мультиплексоров. Первая из них (рис. 8.8,а) обеспечивает доступ к составляющим проходящего потока STM-N

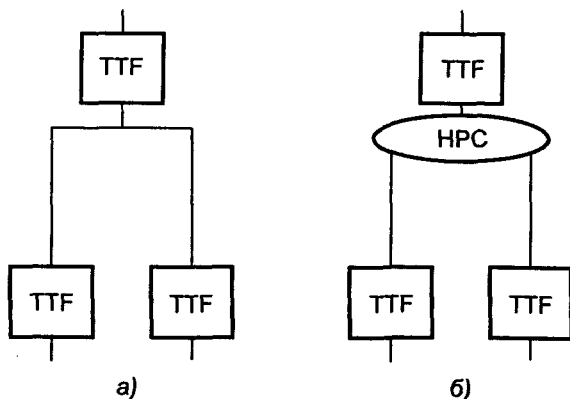


Рис. 8.7. Конфигурации мультиплексоров-концентраторов: а – без функций коммутации; б – с функциями коммутации

через плезиохронные интерфейсы низкого уровня. Функция НРС может либо использовать сигналы VC-4,3 в сигнале STM-N в качестве окончания нагрузки в данном пункте, либо объединять их для дальнейшей передачи.

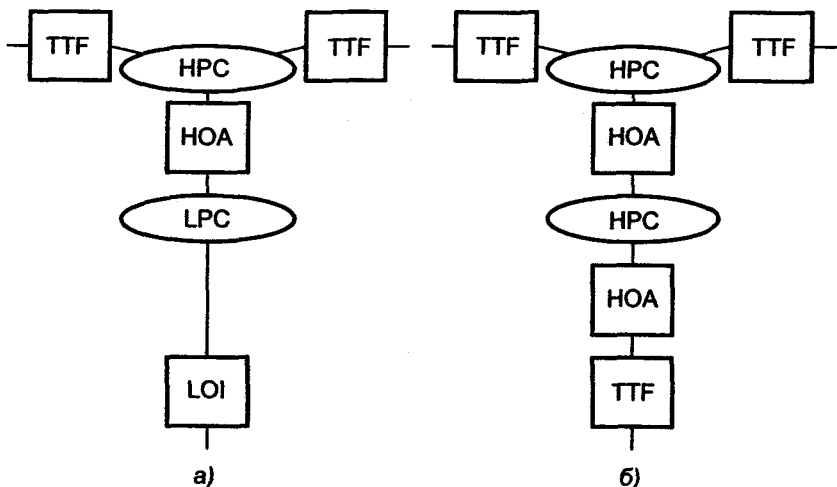


Рис. 8.8. Конфигурации мультиплексоров ввода-вывода: а – с плезиохронным интерфейсом доступа; б – с синхронным интерфейсом доступа

Она также позволяет вводить генерированные в данном пункте сигналы VC-4,3 на любую свободную позицию синхронных модулей STM-N. Функция LPC соединения трактов низкого порядка позволяет использовать контейнеры VC-2,1 (полученные от разборки контейнеров высокого уровня) в данном пункте в качестве окончания нагрузки или преобразовывать их обратно в исходящие контейнеры высокого уровня. Функция LPC позволяет также направлять генерированные в этом пункте контейнеры VC-2,1 на любые позиции исходящих контейнеров VC-3, 4.

Наиболее сложными (и дорогими) являются мультиплексоры – кросс-коннекторы (аппаратура оперативного переключения АОП), некоторые конфигурации которых показаны на рис. 8.9. Помимо относительно мощных блоков функций HPC и LPC соединения трактов низкого и высокого уровней, эти мультиплексоры снабжаются большим количеством блоков с функциями интерфейсов (блоками TTF, HOI и LOI). Кроме того, в конфигурацию АОП вводятся функции LCS и HCS – контроля соединения трактов низкого и высокого уровня. Конфигурация АОП соответствует рис. 8.9,а, которая обеспечивает кроссовое соединение только потоков высокого уровня. Внешний доступ к контейнерам осуществляется посредством блоков TTF для интерфейсов STM-N или HOI для интерфейсов потоков доступа. В первом случае используется функция контроля соединения трактов высокого уровня HCS.

Конфигурация АОП, представленная на рис. 8.9,б, обеспечивает кроссовое соединение только потоков низкого уровня. Внешний доступ к контейнерам осуществляется посредством блоков TTF и HOA для интерфейсов STM-N или функций LOI для интерфейсов потоков доступа. В первом случае используется функция контроля соединения трактов низкого уровня LCS.

Наконец, на рис. 8.9,в показана конфигурация АОП, которая обеспечивает кроссовое соединение потоков любых уровней. Представление контейнеров VC-3,4 к функции HPC обеспечивается с помощью функций TTF и HOI для сигналов STM-N и потоков доступа соответственно. Представление контейнеров VC-2,1 к функции соединения трактов низкого уровня LPC из функции соединения трактов высокого уровня HPC осуществляется посредством функции сборки контейнеров HOA. Представление контейнеров низкого уровня к функции LPC осуществляется с помощью блока функций интерфейса тракта низкого уровня LOI. Заметим, что как в конфигурациях АОП, так и в других, управление функциями соединения трактов осуществляется с помощью функции управления оборудованием SEMF.

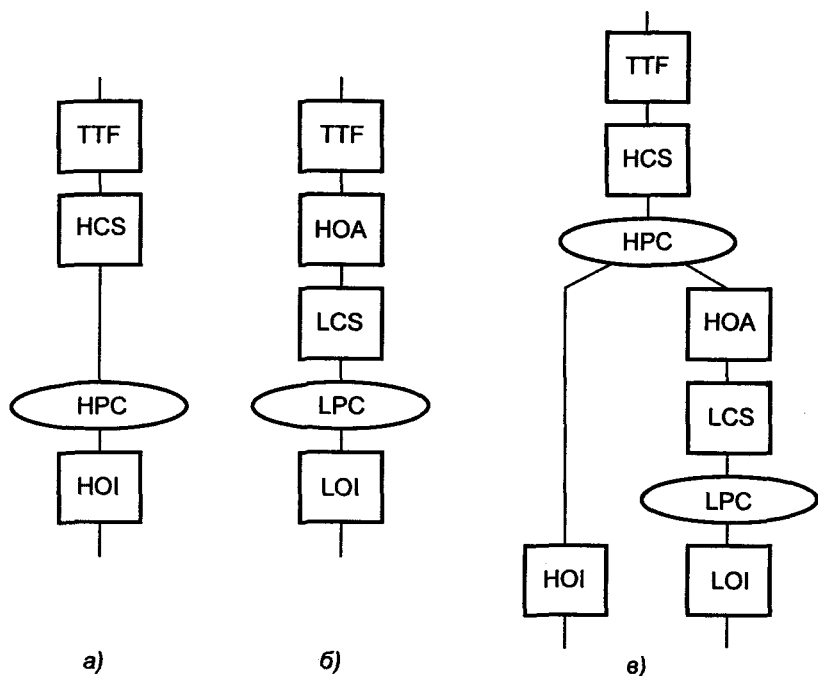


Рис. 8.9. Конфигурация аппаратуры оперативного переключения: а – с кроссовым соединением контейнеров высокого уровня; б – с кроссовым соединением контейнеров низкого уровня; в – с кроссовым соединением контейнеров высокого и низкого уровней

### 8.3. Структурная схема мультиплексора

Структурная схема мультиплексора определяется в первую очередь его конфигурацией, которая, в свою очередь, зависит от конкретных сетевых задач, выполняемых данным мультиплексором. Кроме того, структурная схема определяется элементной базой, технологией и особенностями производства. Определенную роль в формировании структурной схемы играют также конструкция мультиплексора и традиции производителя.

Наиболее широкое распространение получили модульные конструкции мультиплексоров, позволяющие изменением набора сменных модулей изменять конфигурацию мультиплексора в соответствии с конкретными задачами и, главное, наращивать его возможности по мере развития сети. Следует отметить, что модульные

мультиплексоры, при их очевидных технических достоинствах, относительно дороги, поэтому широкое распространение получают также «мини» мультиплексоры. Последние имеют неизменяемую конфигурацию и минимум функций, например, из них исключается функция соединения трактов (кросс-коннекции), уменьшаются возможности резервирования и так далее.

Рассмотрим структурную схему мультиплексора на примере модульного мультиплексора четвертого уровня синхронной цифровой иерархии (формирующего синхронные модули STM-4). Эта схема показана на рис. 8.10.

В центре схемы располагаются коммутационные модули КМ №№ 1 и 2. Первый из них является основным, второй – 100% «горячим» резервом. Этот блок реализует функции соединения трактов высокого и низкого уровней НРС-п и LPC-п (см. § 8.1). На блок КМ сигналы поступают в формате виртуальных контейнеров VC-4, временная коммутация сигналов осуществляется на уровнях VC-11, VC-12, VC-3 и VC-4 и разделяется между магистральными направлениями передачи и потоками доступа. В мультиплексорах четвертого уровня возможности коммутационного блока эквивалентны обычно 24 потокам STM-1 ( $63 \times 24 = 1512$  потокам 2 Мбит/с). Поскольку блок КМ один из наиболее сложных, по возможности он заменяется более простыми. Так, в конфигурации регенератора, вместо коммутационного устанавливается блок, обеспечивающий простое соединение между двумя линейными блоками. В конфигурации терминального (оконечного) мультиплексора коммутационный блок может быть заменен значительно более простым, обеспечивающим соединение магистральных сигналов и сигналов доступа без функции их коммутации. Однако блок КМ, кроме того, часто выполняет функции защиты линии и пути передачи (см. § 9.2), поэтому такая замена не всегда рациональна.

К блокам коммутации примыкают четыре интерфейсных группы (ИГ А, В, С, D). Две из них (ИГ А и ИГ В) обычно комплектуются интерфейсными блоками синхронных потоков, а две (ИГ С и ИГ D) служат для подключения интерфейсных блоков сигналов доступа. В частности, на рис. 8.10 показано, что группа А содержит два интерфейсных блока STM-4 (один основной, другой резервный, резервирование типа 1+1), группа В – четыре оптических (или электрических) интерфейсных блока STM-1, объединяемых попарно (один основной, другой резервный, резервирование также типа 1+1), группа С – четыре интерфейсных блока потоков 2 Мбит/с, а группа D – пять блоков потоков 140 Мбит/с. Каждый интерфейсный блок

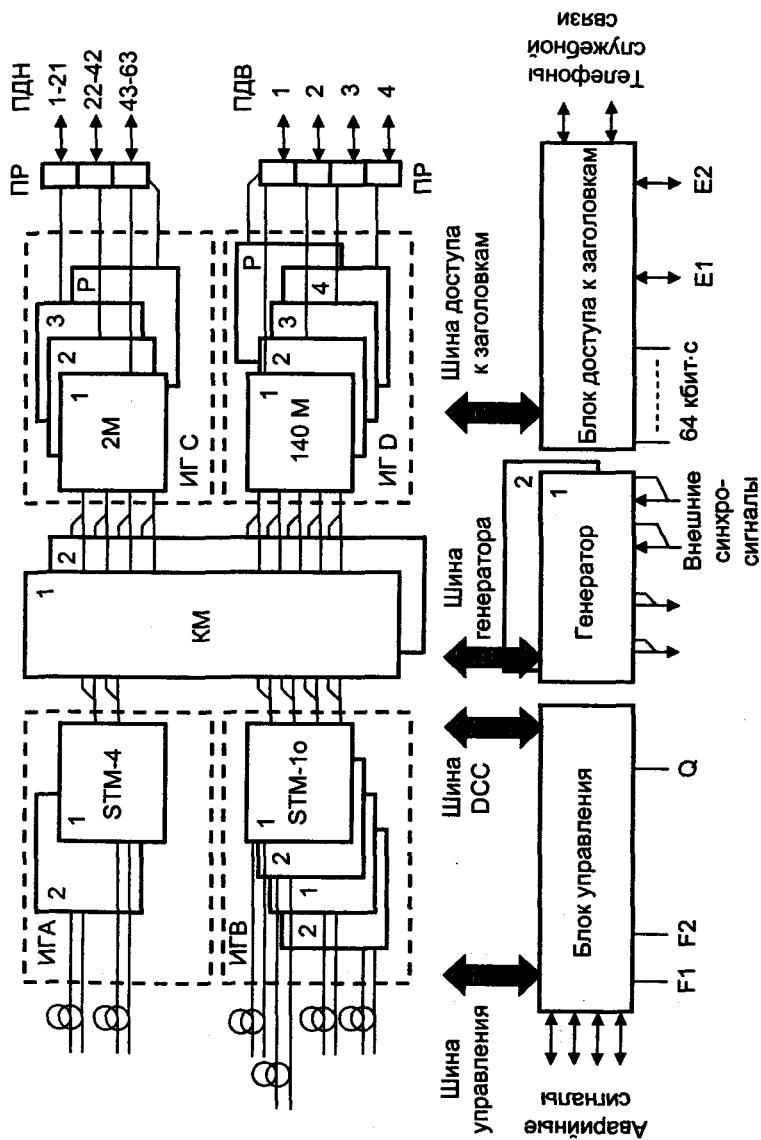


Рис. 8.10. Пример структурной схемы синхронного мультиплексора модульной конструкции

потоков 2 Мбит/с имеет 21 порт для подключения каналов доступа; блоки эти резервированы в отношении 3:1 (один резервный на три рабочих). При отказе одного из рабочих блоков соответствующие каналы доступа переключаются на резервный с помощью платы переключения на резерв ПР. Аналогично, каждый из четырех каналов доступа 140 Мбит/с также может быть переключен на резервный блок (резерв 4:1).

В интерфейсных блоках STM-4 на передаче осуществляются следующие преобразования сигналов:

- поступающие от блока коммутации сигналы нагрузочных блоков TU-12, TU-3 вкладываются в виртуальные контейнеры VC-4, к которым добавляются указатели PTR (образуются административные блоки AU-4);

- к четырем блокам AU-4, полученным в результате преобразования нагрузочных блоков или поступившим от блока коммутации, добавляются секционные подзаголовки MSON и RSON (образуются четыре сигнала STM-1);

- четыре сигнала STM-1 мультиплексируются в сигнал STM-4;

- электрический сигнал STM-4 скремблируется, преобразуется в оптический и поступает на выходной разъем блока STM-4.

На приеме:

- оптический сигнал STM-4 преобразуется в электрический и дескремблируется;

- сигнал STM-4 демультиплексируется на четыре сигнала STM-1;

- удаляются RSON и MSON, обрабатывается указатель PTR AU;

- сигналы AU-4 передаются на блок коммутации или преобразуются в сигнал VC-4;

- из сигнала VC-4 выделяются сигналы TU-12 и TU-3 и передаются на блок коммутации.

Аналогично обрабатываются сигналы STM-1 в интерфейсных блоках STM-1.

Сигналы потока доступа 140 Мбит/с (139264 кбит/с) в интерфейсном блоке на передаче преобразуются из кода CMI в код NRZ, к нему добавляются биты фиксированной вставки и служебные биты (см. подпараграф 7.3.1) и трактовый заголовок POH. Таким образом, сигналы потока доступа преобразуются в сигналы VC-4. Дальнейшее преобразование аналогично преобразованиям в блоке STM-1. На передаче осуществляются обратные преобразования.

Интерфейсный блок потоков доступа 2 Мбит/с (2048 кбит/с) на передаче преобразует 21 поступающий поток 2 Мбит/с из кода HDB3 в код NRZ. Далее, в соответствии с типом ввода (асинхрон-

ный, бит-синхронный или другой, см. подпараграф 7.3.2) образуется 21 поток виртуальных контейнеров VC-12, которые последовательно преобразуются в семь сигналов TUG-2 и далее в один сигнал TUG-3 (см. подпараграф 7.2.4). Сигнал TUG-3 передается на блок коммутации. На приеме осуществляются обратные преобразования.

В нижней части структурной схемы мультиплексора на рис. 8.10 показаны еще три блока: управления, генератора и доступа к заголовкам.

Блок управления (контроллер системы) осуществляет управление оборудованием. Подробнее задачи управления оборудованием будут рассмотрены в гл. 14, здесь перечислим лишь основные функции этого блока.

1. Связь между вставляемыми блоками и блоком управления для обеспечения аварийной сигнализации, контроля состояния и функционирования. Полученные данные редактируются и анализируются. Аварийные сигналы активизируются или сбрасываются и передаются на интерфейсы управления F, Q или в систему аварийной сигнализации станции.

2. Загрузка каждого вставляемого блока.

3. Управление переключением блока на резерв.

4. Ведение базы данных по управлению оборудованием.

5. Поддержка интерфейсов управления F и Q.

6. Прием аварийных сигналов состояния помещения и передача их на интерфейс управления.

7. Обработка некоторых байтов заголовков, например байтов D (шина DCC).

Обычно блок управления имеет функцию загрузки памяти, что сокращает потребность в повторной загрузке любых заменяемых блоков, в которых имеется собственная встроенная память. При включении мультиплексора данные запуска, хранящиеся в энергонезависимой памяти блока управления, загружаются в другие блоки мультиплексора. Если блок управления заменяется на новый, то предварительно данные запуска переписываются из заменяемого блока в память рабочей станции (через интерфейс Q или F). После замены они загружаются в энергонезависимую память нового блока управления. При замене какого-либо блока мультиплексора (не блока управления) блок управления загружает в новый блок соответствующие данные запуска из своей энергонезависимой памяти.

Кроме всего, блок управления поддерживает протоколы высших уровней системы управления данной сетевой структурой.



Блок генератора обеспечивает все блоки мультиплексора соответствующими тактовыми сигналами. Блок может работать в различных режимах: принудительной (внешней) синхронизации, а также в режиме свободных колебаний и режиме удержания. Подробнее функции блока генератора рассмотрены в гл. 11.

Блок доступа к заголовкам осуществляет доступ к некоторым байтам секционных и трактовых заголовков (см. § 7.1) и обеспечивает интерфейс служебной связи. В мультиплексорах некоторых производителей с помощью этого блока возможен доступ к резервным байтам, а также к байтам D секционного заголовка. Обычно в этом блоке возможна коммутация однотипных байтов заголовков SOH синхронных модулей различных направлений

Кроме перечисленных выше блоков, синхронный мультиплексор обязательно содержит блок вторичных источников питания, который резервируется по схеме 1+1.

Конструктивно мультиплексоры обычно помещаются в стандартных стойках европейского и американского стандартов. Весьма распространенным типом является стойка ETS300119 Европейского института стандартов размерами 2200x600x300 мм. Приведенная на рис. 8.10 конфигурация соответствует так называемой *базовой полке*, имеющей высоту 500 мм. Блоки выполняются на стандартных печатных платах 233x220 мм и устанавливаются в слоты (разъемы) полки. На полке помещаются также разъемы для подключения каналов доступа.

При необходимости увеличить количество интерфейсных блоков на стойке монтируется *полка расширения*, позволяющая увеличить количество каналов доступа вдвое. Полка расширения имеет также высоту 500 мм. Таким образом, на данной стойке может быть размещено два полностью укомплектованных модульных мультиплексора. Кроме того, на стойке должны быть установлены соответственно два блока вторичных источников питания.

В заключение следует отметить, что конструктивно мультиплексоры различных производителей могут заметно отличаться. В частности, Европейский институт стандартов устанавливает также размеры стоек с высотами 2000 и 2600 мм и глубиной 600 мм.

## Глава 9

### ТРАНСПОРТНАЯ СЕТЬ СЦТС

#### 9.1. Архитектура транспортной сети

Телекоммуникационную сеть с использованием синхронных цифровых систем передачи можно представить как комплекс нескольких относительно самостоятельных сетей. Во-первых, это транспортная сеть, предназначенная для передачи информации пользователей, во-вторых, это сеть передачи сигналов тактовой синхронизации и, наконец, сеть управления телекоммуникациями. Транспортная сеть, согласно современным положениям, принятым в большинстве развитых стран, реконструирующих свои сети на базе СЦТС, должна иметь трехуровневую иерархическую архитектуру. Каждый уровень транспортной сети строится из элементарных (топологических) структур. Важнейшими из них являются линейные, звездные, кольцевые и ячеистые структуры.

*Линейные* структуры или структуры «точка-точка» показаны на рис. 9.1. Первая из них (см. рис. 9.1,а), представляет соединение двух оконечных (терминальных) мультиплексоров. Соединительная линия СЛ обычно четырехволоконная, два волокна обеспечивают основное соединение, а два – резервное. Двухволоконные линейные структуры имеют невысокую надежность, их применение оправдано при использовании «мини» мультиплексоров, у которых отсутствуют резервные оптические интерфейсные блоки.

На рис. 9.1,б приведена линейная структура относительно большой протяженности.

Между оконечными мультиплексорами устанавливается один или несколько регенераторов (трансляторов), обеспечивающих восстановление сигналов. Как было показано ранее (см. § 8.2), конфигурация транслятора представляет собой два транспортных терминала ТТФ соединенных между собой через блок НОА (на уровне потока VC-4).

Одна из наиболее часто встречающихся линейных структур – *линейная цепь ввода-вывода* изображена на рис. 9.1,в. В этой структуре два мультиплексора являются оконечными, а все проме-

## Часть 2. Синхронные ЦТС

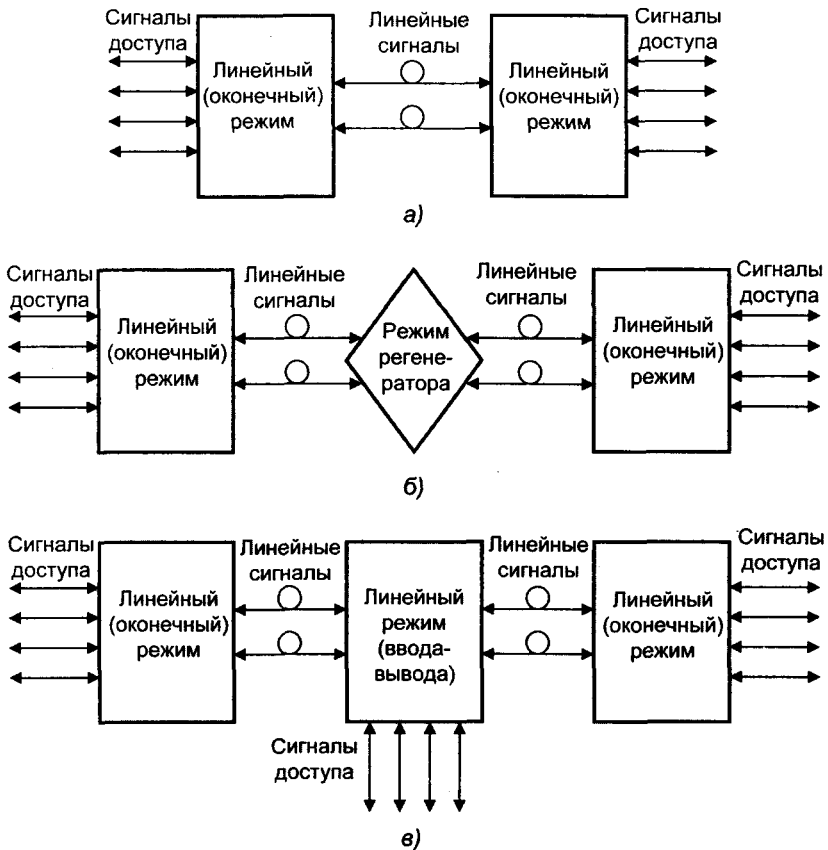


Рис. 9.1. Линейные структуры:

а – «Точка-точка»; б – «Точка-точка» с регенератором; в – «Точка-точка» с вводом-выводом

жуточные – мультиплексорами ввода-вывода (МВВ). Каждый из МВВ может ввести, вывести или передать транзитом любой из потоков нагрузки. Помимо такого способа передачи, в этой структуре возможна реализация передачи типа *главный узел* и *трансляция*. Первый случай соответствует режиму только вывода потоков в МВВ. Т.е. из агрегатного потока, поступающего в структуру от одного из оконечных мультиплексоров (главного узла), каждый МВВ выводит адресованные ему компонентные потоки. Во втором случае каждый МВВ копирует поток, поступающий от одного из оконечных мультиплексоров, и выводит копию.

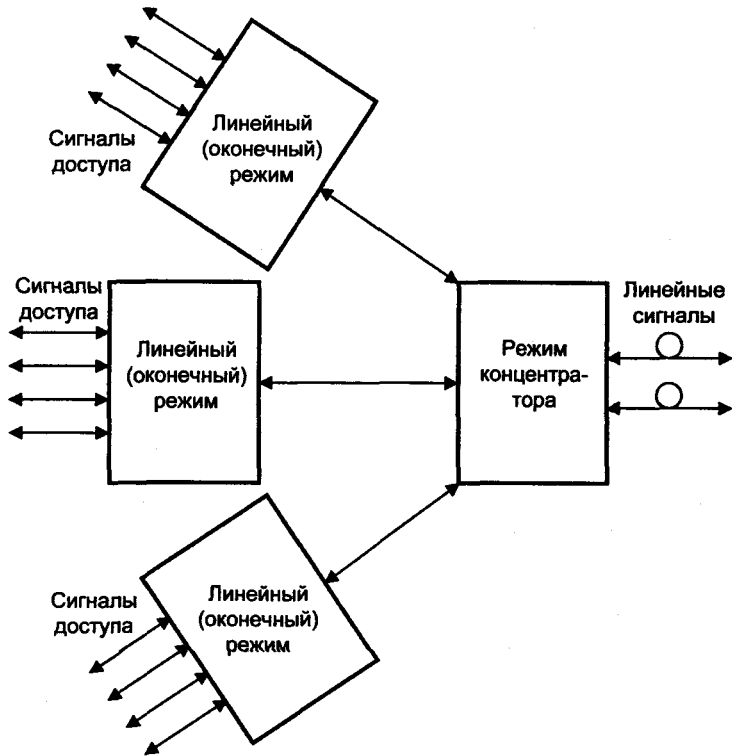


Рис. 9.2. Структура «звезда» (структура концентратора)

На рис. 9.2 показана структура «звезда» (*структура концентратора*). В этом случае несколько оконечных мультиплексов формируют потоки, поступающие на мультиплексор-концентратор. Концентратор может объединять не полностью используемые потоки в один поток того же уровня или/и осуществлять мультиплексирование потоков. Таким образом, эта структура позволяет уменьшить число точек доступа в структурах более высокого уровня. Если между концентратором и структурой более высокого уровня относительно большое расстояние (порядка мультиплексной секции), концентратор называется *удаленным*.

Наиболее распространенными являются *кольцевые структуры* (см. рис. 9.3). Мультиплексы, которые применяются в кольцевых структурах, являются мультиплексами ввода-вывода (МВВ). Однако, ввиду отличия некоторых функций мультиплексов в кольце-

вых структурах от функций МВВ в линейных цепях, иногда режим первых называют *кольцевым*. Наиболее характерной особенностью кольцевых структур оказывается возможность их *самовосстановления* при отказах на соединительных линиях, подробнее это рассмотрено в следующем параграфе (§ 9.2). В кольцевых структурах применяются обычно двух или четырехволоконные соединительные линии; соответствующее определение вводится и в название самой структуры (см. рис. 9.3,а и 9.3,б).

Ячеистая или решетчатая структура, пример которой показан на рис. 9.4, предполагает применение в своих узлах так называемой *аппаратуры оперативного переключения* АОП. Под *оперативным переключением* понимается установление полупостоянных соединений между различными каналами и трактами. Следует подчеркнуть разницу между оперативным переключением и коммутацией. При коммутации устанавливаются временные соединения на вторичной сети, причем осуществляется это под управлением абонентов сети. Полупостоянные соединения при оперативных переключениях устанавливаются на первичной сети по командам сетевого оператора с использованием средств сетевого управления. Однако в будущем, по мере развития телекоммуникационных технологий с пакетной коммутацией, границы между первичной и вторичной сетями и, следовательно, между функциями оперативного переключения и коммутацией повидимому будут стираться.

На сети СЦИ выполнение функций по оперативному переключению может производиться с помощью *встроенных устройств*, имеющих во многих видах аппаратуры. Именно с помощью подобных устройств осуществляются, например, различные переключения потоков в МВВ. Таким образом, функции оперативного переключения могут быть распределены по сети между многими сетевыми элементами. Тем не менее, во многих случаях удобно иметь автономную аппаратуру оперативного переключения (АОП). Такая аппаратура должна иметь гораздо больше портов, чем мультиплексоры (до нескольких сотен портов STM-1 или нескольких тысяч портов 2 Мбит/с). С помощью АОП и могут создаваться сети, имеющие ячеистую (решетчатую) структуру.

Выделяют несколько типов АОП, различающихся тем, на каких уровнях виртуальных контейнеров осуществляется ввод и переключение потоков.

АОП типа 4/4 может обрабатывать сигналы всех уровней СЦИ, во всяком случае STM-1, STM-4 и STM-16 (155, 622 Мбит/с и 2,5 Гбит/с соответственно), а также плезиохронные сигналы 140 Мбит/с. Переключение производится на уровне VC-4.

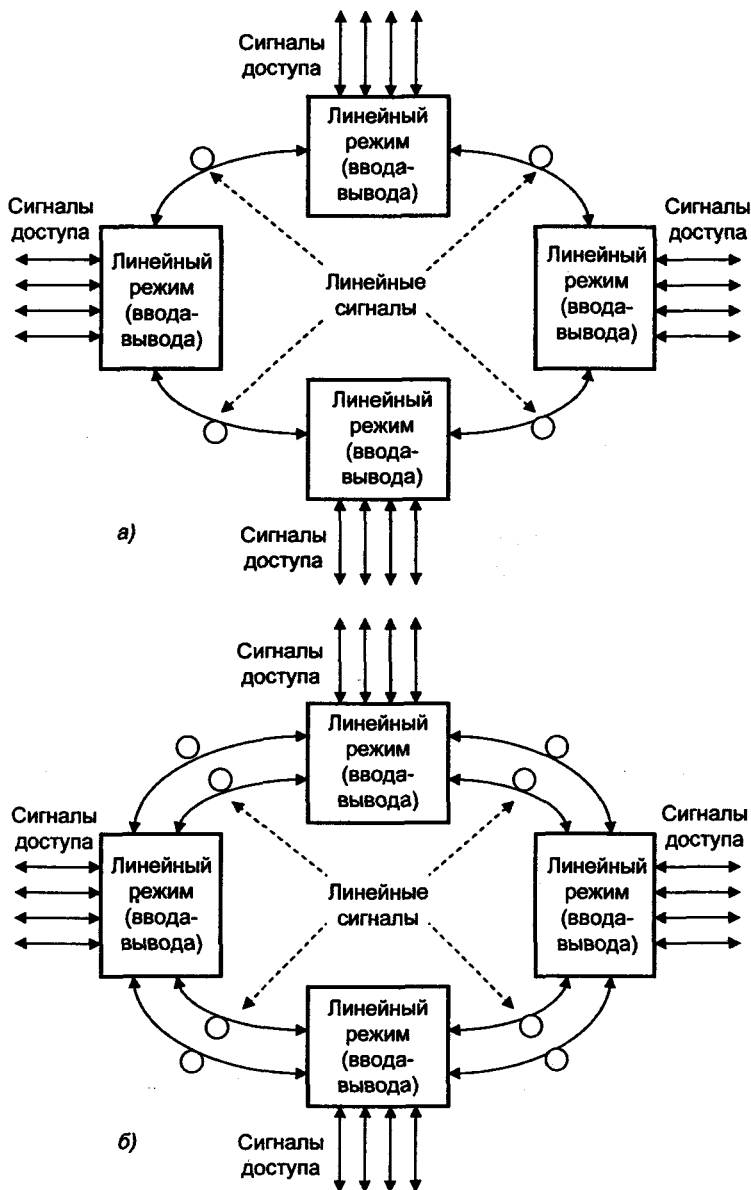


Рис. 9.3. Кольцевые структуры:  
а – двухволоконная; б – четырехволоконная

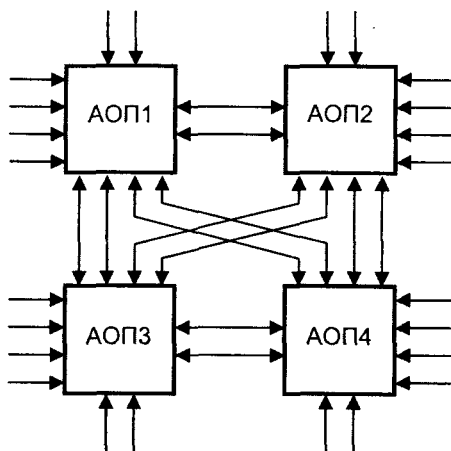


Рис. 9.4. Ячеистая структура

АОП типа 4/1 имеет порты для синхронных сигналов STM-1 (иногда и STM-4) и плездохронных сигналов 140 и 2 Мбит/с. Переключение производится на уровнях VC-4 и VC-1.

АОП типа 4/3/1 имеет кроме того порты для плездохронных сигналов 34 Мбит/с, а переключение может производиться на уровнях VC-4, VC-3 и VC-1.

Как было сказано выше, архитектура транспортной сети СЦТС должна иметь иерархическую трехуровневую архитектуру (рис. 9.5). Такая архитектура позволяет наиболее рационально построить гибкую, надежную и экономичную сеть.

*Верхний* (базовый, магистральный) уровень образуется главными узлами, в которых устанавливается АОП 4/4. Основными единицами, которыми обмениваются эти узлы, служат виртуальные контейнеры VC-4. По каждой линии передается по несколько потоков STM-4, STM-16 или STM-64. В настоящее время появилась тенденция увеличения мощности магистральных соединительных линий посредством применения технологии частотного уплотнения (технологии DWDM). Структура сети на этом уровне решетчатая.

*Средний* уровень состоит из нескольких соединительных (региональных, внутризональных) сетей, каждая из которых охватывает определенную территорию. Узлы этих сетей обмениваются потоками не только на уровне VC-4, но и более мелкими, например, VC-12. Поэтому в узлах среднего уровня используется АОП 4/1, а также MBW. Важнейшие узлы этого уровня соединяются с одним или не-

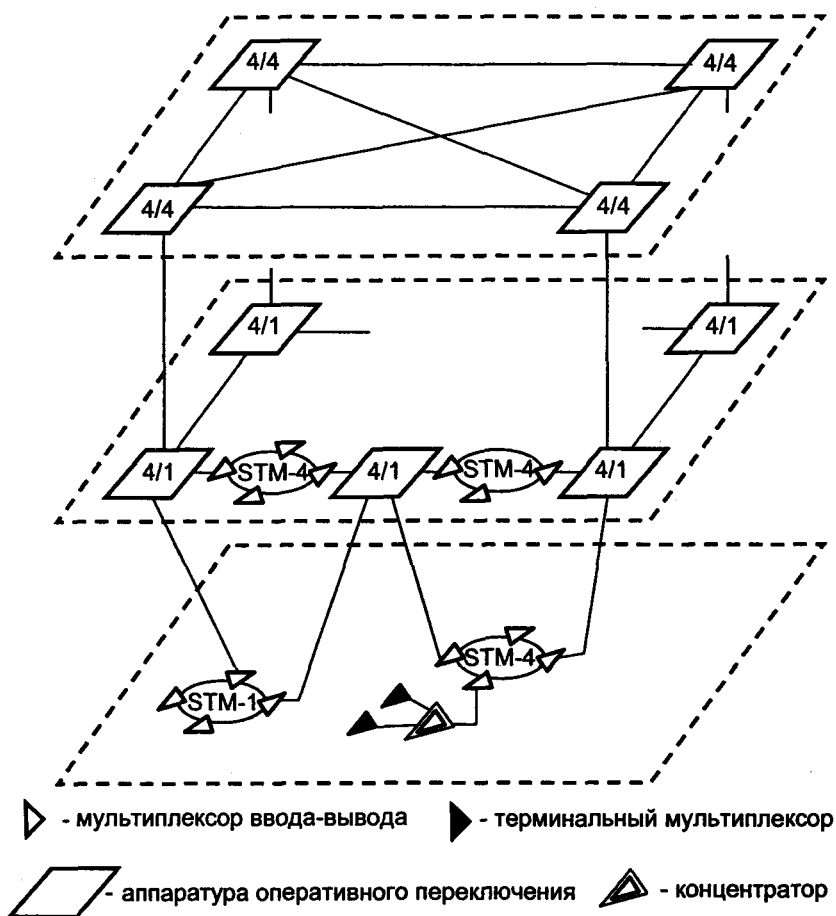


Рис. 9.5. Архитектура транспортной сети СЦТС

сколькими узлами верхнего слоя. Структура соединительных сетей может быть и кольцевой, и решетчатой. По линиям обычно организуются тракты STM-4.

*Нижний* уровень составляют сети доступа (локальные, местные), куда и включаются основные источники и потребители нагрузки. Каждая из сетей доступа выходит на один или несколько узлов среднего уровня. Структура сетей кольцевая на основе МВБ с использованием трактов STM-1 или STM-4. Часто на этих сетях используются удаленные концентраторы нагрузки.



В самых общих чертах можно охарактеризовать функции каждого уровня следующим образом: верхний уровень создает сеть трактов VC-4, средний – осуществляет перераспределение трактов VC-12 и VC-3 между трактами VC-4, нижний – обеспечивает доступ к сети пользователей.

Преимуществами подобной иерархической архитектуры являются:

- возможность независимого развития и реконструкции каждого из уровней;

- концентрация потоков нагрузки, позволяющая эффективно использовать линейные тракты высокой пропускной способности, что дает экономию при построении сети;

- возможность осуществления контроля, управления и резервирования отдельно на каждом уровне, что упрощает и ускоряет процесс ликвидации последствий отказов на сети.

Разумеется, данная модель дает только общую схему, от которой возможны различные отступления. В каждом конкретном случае могут быть изменены количество уровней, структуры сетей, функции уровней могут частично перекрываться и тому подобное.

## 9.2. Защита транспортной сети

### 9.2.1. Методы защиты

Реализация сетей СЦИ должна предусматривать обеспечение их надежности и живучести несмотря на то, что сама по себе аппаратура СЦИ весьма надежна а встроенные средства контроля и управления облегчают и ускоряют обнаружение неисправностей и переключение на резерв. Однако следует учитывать, что соединительные линии транспортной сети обладают огромной пропускной способностью, и отказ даже одного участка может привести к перерыву связи для десятков тысяч пользователей и значительным экономическим потерям. Поэтому необходимо применять специальные меры по обеспечению отказоустойчивости сетей, закладывая резервные емкости и предусматривая алгоритмы реконфигурации сетей при отказах ее элементов. Целый ряд факторов облегчает принятие указанных мер: значительные емкости ВОЛС и относительно невысокая стоимость одного канала-километра; наличие средств контроля и управления СЦИ; деление сети СЦИ на независимые функциональные слои; возможность мультиплексоров и АОП. Отмеченные обстоятельства привели к концепции построения так называемых *самовосстанавливающихся* (самозалечивающихся) сетей на основе СЦИ. Ее суть – создание сети, которая при выходе из строя отдельных элементов способна сохра-

нять или автоматически восстанавливать в короткое время нарушенные связи без серьезных последствий для пользователей.

Существующие методы обеспечения самовосстановления сетей СЦИ можно свести к следующим (они могут также использоваться в комбинации).

1. Резервирование терминального оборудования по принципу  $N:m$ , где  $N$  – число рабочих блоков,  $m$  – число резервных блоков (обычно  $m = 1$ ,  $N = 1...16$ ).

2. Резервирование участков сети по схемам 1+1 или 1: $N$  по разнесенным трассам по принципу переключения секций или трактов.

3. Применение самовосстанавливающихся кольцевых структур и линейных сетей по схемам 1+1, 1:1 или 1: $N$ .

4. Восстановление работоспособности сети путем обхода отказавшего узла.

5. Использование аппаратуры оперативного переключения (АОП).

В первом случае восстановление работоспособности осуществляется за счет резервирования тех или иных блоков (элементов) мультиплексора. При резервировании по схеме  $N:m$  используется  $m$  резервных блоков на  $N$  работающих. Например, в случае резервирования интерфейсных карт каналов доступа (см. рис. 8.10) по схеме  $N:1$  на  $N$  основных карт используется 1 резервная, которая автоматически выбирается системой управления в случае отказа одной из основных. Этот метод широко используется в аппаратуре СЦИ не только для резервирования интерфейсных карт, но и для резервирования других, наиболее важных сменных блоков (кросс-коммутации, управления, питания).

При использовании второго метода защиты два узла сети соединяются по двум разнесенным трассам, следовательно, обеспечивается резервирование мультиплексной секции (MSP). При использовании схемы 1+1 (см. рис. 9.6,а) сигнал STM- $N$  одновременно подается на две мультиплексные секции, одна из которых является рабочей, другая – резервной. Функция MSP на приемном конце контролирует состояние сигналов, поступающих от обеих секций, и выбирает (подключает) подходящий сигнал. Вследствие постоянного подключения рабочего сигнала к обеим секциям, схема 1+1 не позволяет использовать резервную трассу для передачи дополнительной нагрузки. В конфигурации  $N:1$  резервная секция предназначена для  $N$  рабочих каналов. На обоих концах любой из  $N$  сигналов STM-1 или канал дополнительной нагрузки может быть подключен к резервной секции. Функции MSP контролируют и оценивают состояния принимаемых сигналов и выполняют выбор соответствующих сигналов на резервной секции. Конфигурация 1:1

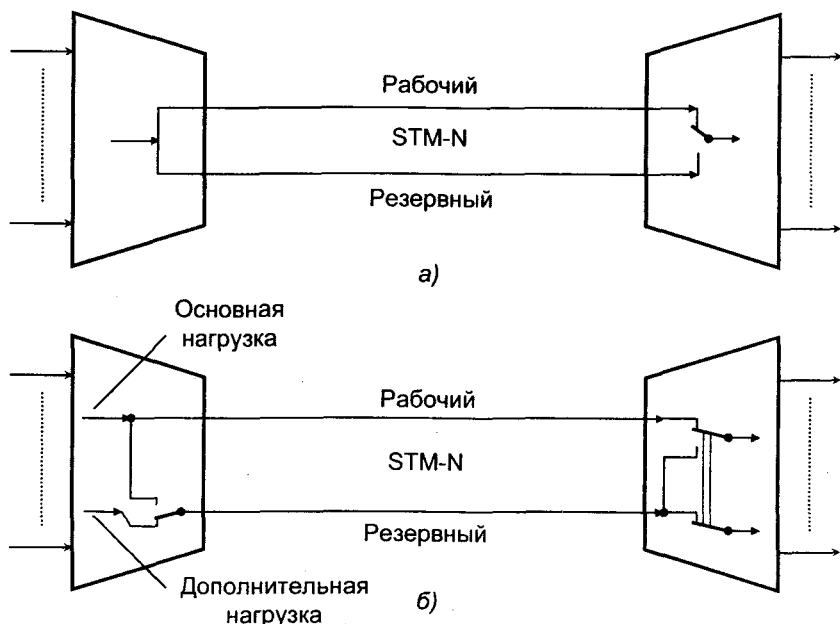


Рис. 9.6. Защита секции по разнесенным трассам:

а – схема переключения на резерв 1+1; б – схема переключения на резерв 1:1

является частным случаем 1:N (рис. 9.6,б). На рис. 9.6 показаны схемы переключения на резерв мультимплексной секции типа 1+1 и 1:1 для одного направления передачи.

При защите секции используются однонаправленные и двунаправленные защитные переключения. Защитное переключение называется однонаправленным, если из двух направлений передачи потоков данных переключается только то из них, в котором произошел сбой. При двунаправленном переключении переключаются оба направления передачи, как неисправное, так и соответствующее ему встречное. У каждого из этих способов есть свои преимущества. При однонаправленном переключении нет необходимости использовать протокол защиты (не требуется извещать узел, принимающий сигнал по исправному направлению), следовательно, скорость переключения в этом случае выше. Кроме того, при однонаправленном переключении лучше используются ресурсы сети.

При двунаправленном переключении, поскольку при аварии на одном направлении в секции схема защиты переключает оба направления передачи на резервные, т.е. переключается секция це-

ликом, создаются лучшие условия для восстановления этой секции. К тому же одинаковое оборудование и одинаковая задержка в обоих направлениях упрощает обработку аварийных ситуаций по сравнению с тем случаем, когда существует большая разница в длине пути различных направлений передачи. Двухнаправленное переключение позволяет передавать дополнительный трафик по каналам защиты.

Первые два метода восстановления работоспособности применимы для сетей любых топологий.

Третий метод, наиболее распространенный в сетях СЦИ, использует кольцевую топологию. Для организации кольца может использоваться как два волокна (сдвоенное кольцо), так и четыре волокна (четырехволоконное кольцо). Четырехволоконный вариант обеспечивает более высокую надежность и позволяет реализовать более гибкие схемы резервирования. Существует множество вариантов организации защиты в кольцевых структурах, часть которых будет рассмотрена далее.

В четвертом случае работоспособность системы восстанавливается за счет исключения отказавшего узла, а не за счет резервирования. Системы управления мультиплексоров обычно дают возможность организовать обходной путь, позволяющий пропускать агрегатный поток мимо мультиплексора в случае его отказа, путем использования пассивных оптических трактов.

Пятый метод применяется в сетях произвольной структуры, в том числе и в ячеистых. В узлах таких сетей предполагается установка аппаратуры оперативного переключения АОП, которая в случае сбоя осуществляет реконфигурацию маршрутов на прилегающих участках сети и соответствующее переключение потоков. Использование АОП по принципу организации защиты напоминает схему 1:1 метода резервирования по разнесенным трассам. Разница состоит в том, что в последнем случае физический или виртуальный канал уже существует, тогда, как в случае с АОП он формируется в момент оперативного переключения (рис 9.7).

В сетях на основе АОП резервирование может осуществляться с использованием различных маршрутов, число которых тем больше, чем больше связность сети и чем больше резервы по пропускной способности. Поэтому в таких сетях возможна защита от одновременных отказов нескольких элементов, а не только от одиночных отказов, как в кольцевых сетях.

Самовосстановление на основе АОП имеет несколько вариантов организации. Процедура реконфигурации может быть *централизованной* или *децентрализованной* (распределенной).

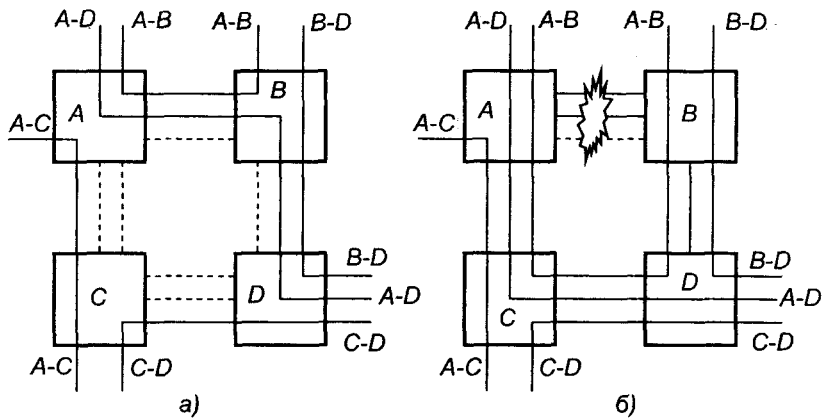


Рис. 9.7. Сеть на основе АОП:  
 а – в нормальном режиме; б – в аварийном режиме;  
 ----- резервные емкости

В первом случае необходим сетевой центр управления, который собирает информацию о состоянии всех элементов сети, при необходимости принимает решение о реконфигурации и рассылает соответствующие команды на переключение всем АОП. Основное преимущество централизованного метода в том, что он более прост в реализации. Основной недостаток – критичность к отказам центра управления и к потере или искажению информации, поступающей в центр, и команд, идущих от центра к АОП.

Полностью распределенные процедуры не требуют наличия подобного центра. В этом случае при возникновении отказов на сети комплекты АОП различных узлов, обмениваясь между собой сообщениями, определяют состояние сети, вырабатывают согласованное решение по реконфигурации и реализуют принятое решение. Основной недостаток – гораздо большая сложность распределенных процедур, и как следствие – большие временные затраты на их выполнение.

Выбор нового плана распределения потоков может осуществляться двумя способами. Первый из них предполагает обращение к *процедурам поиска* при изменении состояния сети в реальном масштабе времени. Второй – предполагает использование заранее рассчитанных и хранящихся в памяти процессоров центра управления или АОП *конфигурационных таблиц*. В первом варианте в принципе может быть проанализирована любая ситуация на сети, однако здесь следует учитывать ограничение на время принятия

решения. Во втором – возникает трудность, обусловленная тем, что общее число всех возможных состояний сети весьма велико. Поэтому иметь таблицу, охватывающую все множество состояний невозможно, так как ее хранение потребовало бы недостижимого на практике объема памяти, а время поиска в ней было бы недопустимо большим. В связи с этим приходится ограничиваться охватом некоторого подмножества состояний сети, размер которого выбирается, с одной стороны, требованиями по отказоустойчивости, а с другой – исходя из реальных возможностей по объему памяти и быстродействию. Например, это подмножество может включать только состояния с одним отказавшим элементом или все состояния с одним отказом и часть состояний с двумя и т.п.

Наконец, существуют *комбинированные* методы. Например, возможен подход, при котором АОП всех узлов хранит конфигурационные таблицы, охватывающие некоторое подмножество возможных состояний сети. При отказах включается распределенная процедура определения состояния сети, после выполнения которой, принимается решение о реконфигурации на основании имеющихся таблиц. Состояние всей сети контролируется также единым центром, обновляющим при необходимости конфигурационные таблицы и рассылающим их всем узлам. В этом случае выход из строя центра управления не приведет к полной блокировке процедур самовосстановления, а может только снизить их эффективность.

### 9.2.2. Защита кольцевых структур

Кольцевые структуры, как уже отмечалось, широко применяются на сетях СЦИ. Рассмотрим важнейшие из них. На рис. 9.8 представлено однонаправленное двухволоконное кольцо. В этой структуре сигналы на передаче дублируются и направляются по кольцу по часовой стрелке и против часовой стрелки. В принимающем узле сигналы сравниваются, и выбирается сигнал с более высоким качеством. В каждом промежуточном узле составляющие сигнала могут вводиться/выводиться в сигнал STM-N или переключаться на всех уровнях виртуальных контейнеров. При разрыве основного пути принимаются сигналы, прошедшие по резервному направлению. Такой способ защиты аналогичен ранее рассмотренному способу защиты секции по схеме 1+1 и характеризуется относительно быстрым переключением на резерв. Однако при его применении следует учитывать, что по каждой соединительной линии данной структуры передается суммарный трафик всех узлов. Действительно,

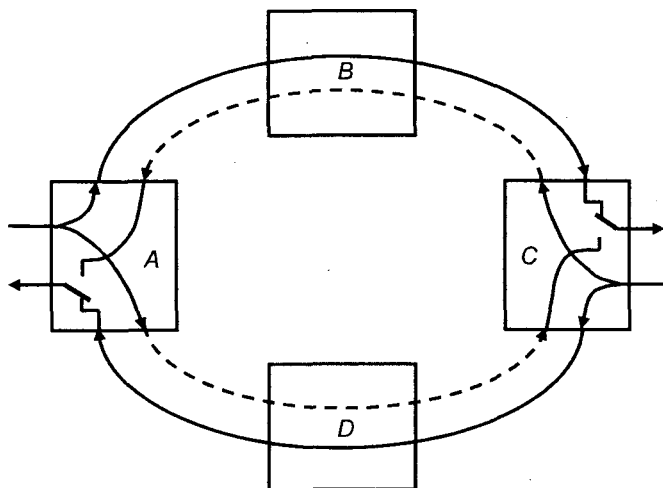


Рис. 9.8. Однонаправленное двухволоконное кольцо:  
 — — основное направление; - - - - резервное направление

если, например, между узлами А и В по кратчайшему расстоянию передается некоторый поток, то копия этого потока должна поступать от узла А к узлу В через узлы D и С. Поэтому данный способ применяется в кольцах, с небольшим количеством мультиплексов (обычно не более 3 – 5) или для защиты *выделенных соединенных подсети*. В последнем случае вместо мультиплексов В и D на рис. 9.8 предполагаются некоторые произвольные структуры подсети, через которые и осуществляется основное и резервное соединение мультиплексов А и С.

В двухволоконном двунаправленном кольце (см. рис. 9.9) одно и то же волокно совместно используется рабочими и резервными каналами. В случае обрыва волокна основные каналы переключаются на резервные в мультиплексах на границе поврежденной секции и направляются в обход, как это показано на рис. 9.9,б. При этом резервные каналы проходят через промежуточные мультиплексы транзитом. Таким образом, происходит исключение короткого пути через аварийное перекрытие (В-С) и использование длинного пути (являющегося внешним замыканием звена В-С) по каналу защиты.

Организация такой схемы защиты осуществляется при использовании уровня STM выше первого с тем, чтобы потоки в каждом волокне могли бы быть разделены на две равные части – основную и резервную на уровне AU-4, так как именно на этом уровне проис-

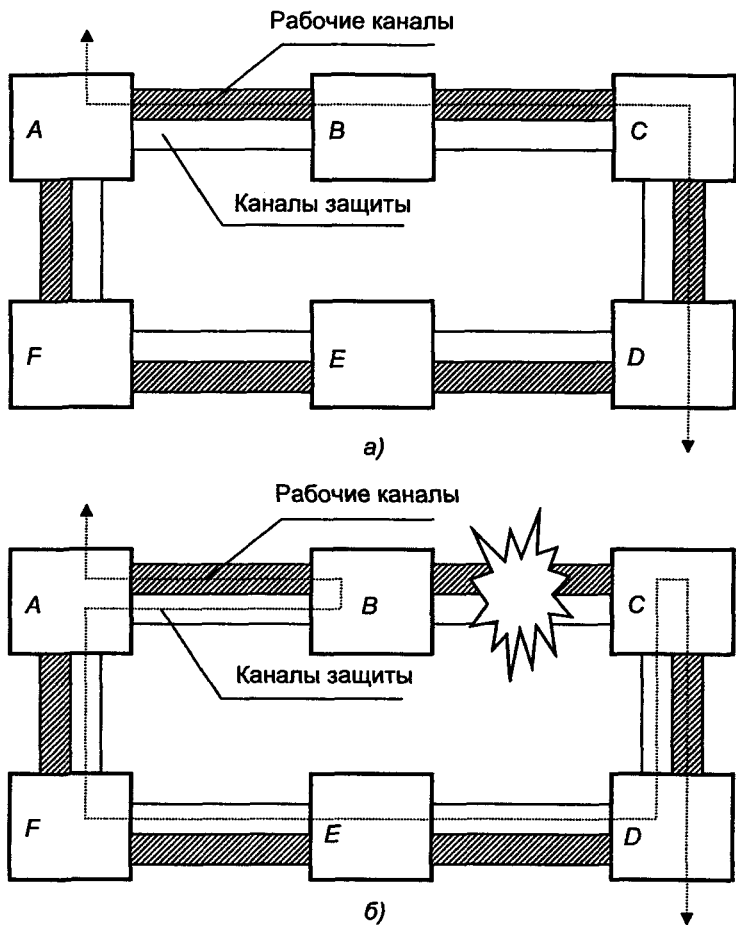


Рис. 9.9. Резервирование двухволоконного двунаправленного кольца:  
 а – нормальное состояние; б – аварийное состояние

ходит переключение секций (см. § 8.1). Очевидно, что емкость всех соединительных линий кольца при реализации такой схемы защиты должна превышать максимальный расчетный трафик не менее чем вдвое.

Четырехволоконная схема защиты, показанная на рис. 9.10,а, использует четыре ОВ в каждом пролете (а значит и в кольце в целом). Таким образом, образуется два двухволоконных двунаправленных кольца. Такая схема позволяет размещать в синхронном



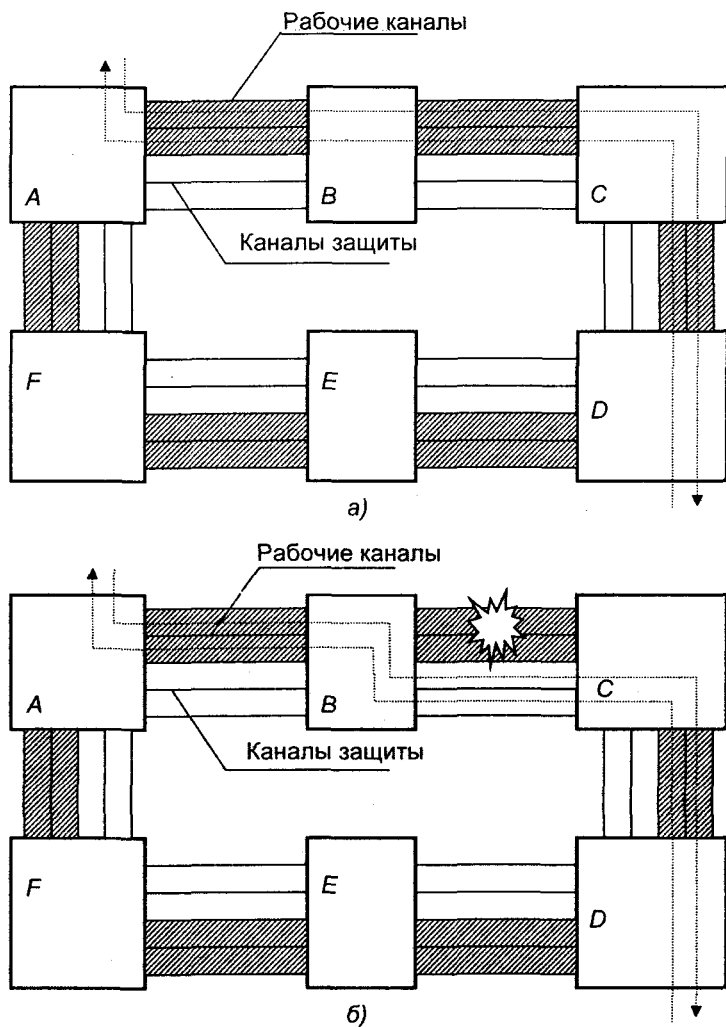


Рис. 9.10. Резервирование четырехволоконного двунаправленного кольца:  
 а – нормальное состояние; б – аварийное состояние

модулю 100% (а не 50%, как в 2-волоконной схеме) каналов, что соответствует полной емкости канального оборудования, определяемой используемым уровнем STM-N. Схема отображения трафика на структуру каналов упрощается, учитывая, что теперь заголовки мультимплексных секций рабочих и защитных каналов полностью

разделены, так как сами каналы передаются по отдельным оптическим волокнам.

Применение 4-волоконной схемы (в кольцевой, ячеистой или линейной сети) позволяет, кроме прочего, использовать в качестве защитного переключения не только переключение колец, но еще и переключение перекрытия (см. рис. 9.10,б). При этом трафик направляется не назад по длинному внешнему замыканию аварийного перекрытия, а вперед через эквивалент перекрытия, сформированный в канале защиты (в другой симметричной паре ОВ). Это упрощает схему коммутации защитного переключения. Единственное ограничение – переключение колец и переключение перекрытий не могут быть использованы одновременно, однако допускается одновременное использование нескольких переключений перекрытий, учитывая, что они действуют локально (на длине одного перекрытия). Четырехволоконную кольцевую схему, использующую переключение перекрытий, часто называют двунаправленным (двойным) кольцом защиты с линейным переключением пролетов.

Следует иметь в виду, что в случае выхода из строя на пролете В-С не только рабочих, но и защитных ОВ, система защитного переключения будет использовать переключение колец, а не пролетов, и схема прохождения трафика будет аналогична той, которая была показана на рис. 9.9,б.

Реальные сети могут иметь сложную структуру. Чтобы обеспечить защиту трафика, проходящего через такие сети, должно быть организовано взаимодействие элементов архитектуры сети. Наиболее часто организуется взаимодействие между двумя кольцами СЦИ, связанными между собой. Существуют две схемы взаимодействия колец – соединение одним узлом и соединение двумя узлами каждого кольца.

Соединение одним узлом имеет одиночную точку отказа там, где соединяются кольца. При этом можно обеспечить защиту мультисекционной секции, соединяющей кольца, но нельзя защититься от отказа одного из взаимодействующих узлов (см. рис. 9.11,а). Соединение двумя узлами устраняет этот недостаток. При такой топологии защищенное соединение выдерживает отказ одного из соединяющих узлов, двух соединенных узлов колец или соединения между двумя соединяющими узлами (см. рис. 9.11,б). В двух взаимодействующих кольцах могут применяться разные схемы защиты, а два соединяющих узла не обязательно должны быть соседними. Архитектура соединения колец не требует применения специально протокола переключения на резерв.

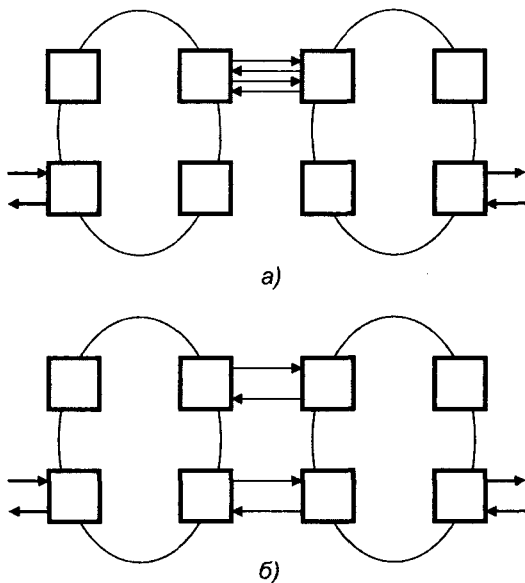


Рис. 9.11. Соединение кольцевых структур:  
а – в одной точке; б – в двух точках

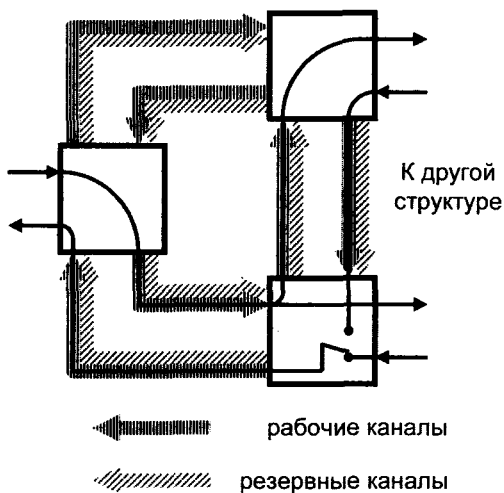


Рис. 9.12. Интерфейс соединения сетевых структур в двух точках

Узлы кольца могут соединяться с подсетью произвольной архитектуры. Однако в соединяющих узлах должен поддерживаться такой же интерфейс, как и при соединении колец. Структура этого интерфейса приведена на рис. 9.12.

### 9.3. Передача по оптическим кабелям

#### 9.3.1. Передающие и приемные оптические модули

В современных синхронных цифровых телекоммуникационных системах обработка сигналов в большинстве случаев осуществляется в электрической форме. Если же направляющей средой является оптическое волокно, то на передаче необходимо преобразовать сигнал из электрического в оптический, а на приеме осуществить обратное преобразование.

Для этих целей используются передающие и приемные оптические модули. Далее будут рассмотрены типовые структуры наиболее широко распространенных модулей.

Передающий оптический модуль (ПОМ), структурная схема которого приведена на рис. 9.13, осуществляет преобразование электрического сигнала в модулированное по интенсивности оптическое излучение полупроводникового лазера или светодиода.

Информационный электрический сигнал в коде NRZ поступает на вход преобразователя формата ПФС, который формирует из исходной последовательности биполярных импульсов последовательность униполярных импульсов. Это необходимо, поскольку излучаемый сигнал модулируется по интенсивности (единице соответствует импульс излучения, нулю – отсутствие импульса).

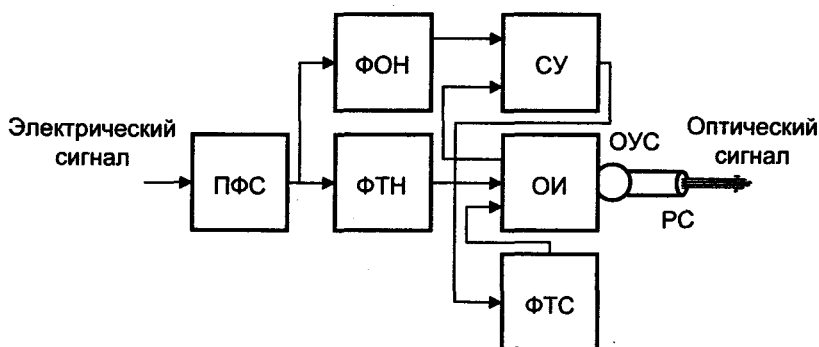


Рис. 9.13. Передающий оптический модуль

Далее сигнал поступает на формирователь импульсов тока накачки лазера (ФТИ). Основным назначением ФТИ является формирование достаточно мощных импульсов тока, кроме того, здесь могут осуществляться некоторые функции контроля, в частности, ограничение максимального значения тока накачки с подачей соответствующих сигналов в систему контроля.

С выхода ФТИ импульсы тока поступают на оптический излучатель ОИ. Если кабельный участок достаточно протяженный, то основным элементом ОИ является полупроводниковый одномодовый лазер. На линиях средней длины используются многомодовые лазеры, а на коротких линиях – инжекционные светодиоды. Спектры излучения приборов указанных типов представлены на рис. 9.14.

Огибающая спектра излучения светодиода близка к кривой гауссовского закона распределения (рис. 9.14,а), ширина спектра обычно определяется между значениями длин волн, на которых интенсивность излучения снижается по сравнению с максимальной на 3 дБ.

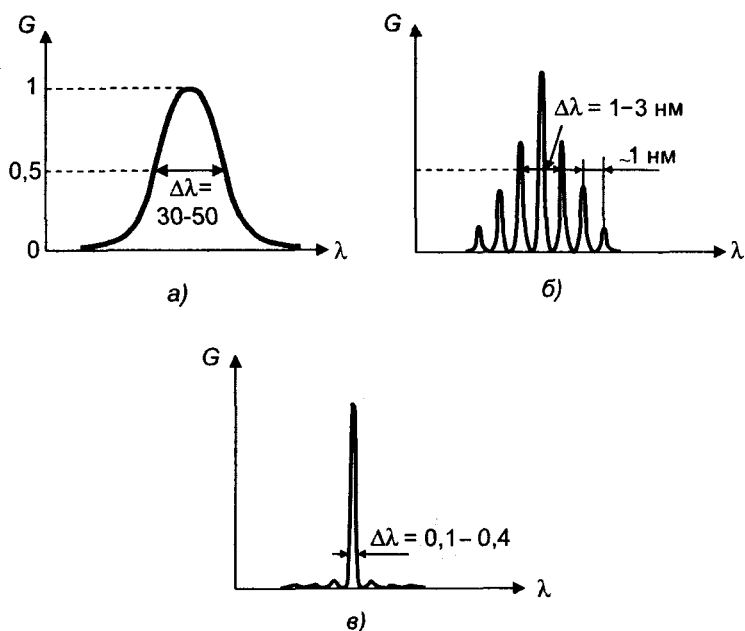


Рис. 9.14. Спектральные характеристики излучателей:  
 а – инжекционного светодиода; б – многомодового лазера;  
 в – одномодового лазера

В многомодовых лазерах активная область (область генерации квантов излучения) представляет собой объемный резонатор (резонатор Фабри – Перо). Для такого резонатора характерна сетка резонансных частот, что и определяет вид спектра данного лазера (рис. 9.14,б). В одномодовых лазерах в резонатор той или иной конструкции вводится дифракционная решетка, которая позволяет подавить боковые максимумы излучения.

Светодиоды относительно недороги и при прочих равных условиях более надежны. Однако, для них характерен невысокий коэффициент ввода оптической мощности в волокно из-за широкой диаграммы направленности излучения. Поэтому их используют совместно с многомодовыми волокнами, имеющими относительно большой диаметр сердечника (см. подпараграф 9.3.2). Относительно широкий спектр излучения светодиодов приводит к большей хроматической дисперсии передаваемых сигналов, что требует соответственно снижения длины секции (см. подпараграф 9.3.3).

При использовании лазеров в ОИ вводится схема стабилизации средней мощности излучения. Схема стабилизации средней мощности излучения состоит из формирователя опорного напряжения ФОН и сравнивающего устройства СУ. На вход ФОН подается информационный сигнал, а с его выхода снимается напряжение, пропорциональное вероятности появления единиц в сигнале. Оно подается на один из входов СУ. На другой вход СУ подается сигнал от контролирующего фотодиода, встроенного в оптический излучатель. Этот сигнал пропорционален интенсивности излучения лазера. Выходной сигнал СУ интегрируется и используется для управления схемой формирователя тока смещения лазера ФТС. Таким образом, происходит стабилизация средней мощности излучения лазера практически вне зависимости от статистических параметров информационного сигнала.

Излучение через оптическое устройство согласования ОУС, которое в простейшем случае представляет собой шариковую линзу, поступает на разъёмный соединитель РС и далее в оптическое волокно. На выходе ПОМ в некоторых случаях (см. подпараграф 9.3.3) может быть установлен оптический аттенюатор.

Некоторые ПОМ плезиохронных цифровых телекоммуникационных систем позволяют вводить в линейный сигнал сигналы технического обслуживания (ТО) посредством модуляции по амплитуде информационных импульсов сигналами ТО, которые имеют относительно низкую скорость передачи. В этом случае перед блоком ФТН устанавливается блок амплитудного модулятора, на который и поступают сигналы ТО от системы управления. В СЦТС этот способ не

применяется; сигналы управления в этих системах передаются соответствующими байтами заголовков.

Помимо перечисленных узлов в ПОМ обычно входит контрольное устройство, формирующее те или иные сигналы и выполняющее команды, поступающие от системы управления. Подробнее вопросы управления рассмотрены в гл. 12.

Приемный оптический модуль ПрОМ, схема которого приведена на рис. 9.15, предназначен для преобразования линейного оптического сигнала в электрический (блок фотоприемника ФПр), поддержания определенных параметров и регенерации информационного сигнала.

На вход ФПр поступает линейный оптический сигнал, который преобразуется лавинным фотодиодом (или ррп-диодом) в электрический. Формирователь напряжения смещения ФНС фотодиода поддерживает необходимый режим его работы при изменении мощности входного оптического сигнала и температуры окружающей среды.

Электрический сигнал усиливается малошумящим услителем фототока МУс и подается на аттенюатор Атт системы автоматического регулирования, который осуществляет необходимое изменение коэффициента передачи тракта «оптическое волокно – ПрОМ». Промежуточный усилитель ПУс, включаемый после аттенюатора, обеспечивает основное усиление ПрОМ, корректор Кор осуществляет коррекцию линейных искажений электрической части тракта, оптимизируя тем самым подавление флуктуационных помех. В простейшем случае роль корректора выполняет фильтр нижних частот с частотой среза, равной тактовой частоте сигнала. Оконечный усилитель ОУс обеспечивает необходимую выходную мощность ПрОМ. Далее сигнал подается на регенератор Р (в точку решения регенератора ТРР) и затем на выход модуля.

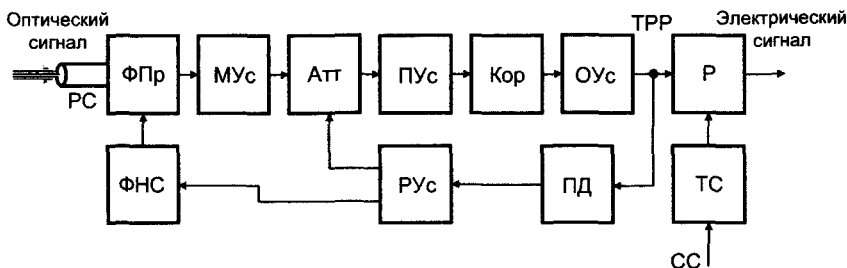


Рис. 9.15. Приемный оптический модуль

С выхода ОУс сигнал поступает также в систему автоматического регулирования, которая состоит из пикового детектора ПД и регулирующего усилителя РУс. Детектированный сигнал сглаживается (интегрируется), усиливается усилителем РУс и подается на аттенюатор АТТ, посредством которого и поддерживается постоянный уровень сигнала на выходе ОУс. Кроме того, с выхода РУс сигнал с некоторым опережением поступает на формирователь напряжения смещения ФНС фотодиода, что необходимо для компенсации изменения его режима работы вследствие колебаний температуры окружающей среды.

Приемный оптический модуль, как и передающий, снабжается контрольными устройствами. Если сигналы технического обслуживания на передаче вводились в линейный тракт, то перед регенератором устанавливается устройство разделения сервисного и информационного сигналов. Низкочастотный информационный сигнал поступает в систему управления, а высокочастотный информационный подается на регенератор.

### 9.3.2. Оптические усилители

Оптические усилители обеспечивают усиление оптического сигнала без его преобразования в электрическую форму. В них используется принцип индуцированного излучения, аналогичного лазерному. Существует несколько типов оптических усилителей, из которых наибольшее распространение получили *полупроводниковые лазерные усилители* (ППЛУ) и *усилители на примесном волокне* (EDFA).

Полупроводниковые лазерные усилители представляет собой лазерный диод, с двух сторон активного слоя которого вместо полупрозрачных зеркал нанесено антиотражающее покрытие. Усиливаемый сигнал проходит насквозь через активный слой и усиливается за счет индуцированного излучения. Эти усилители относительно просты, обладают достаточно высоким коэффициентом усиления и широкой рабочей полосой частот. Однако им присущи два серьезных недостатка: во-первых, большие потери сигнала на вводе и выводе и, во-вторых, сильная зависимость коэффициента усиления от плоскости поляризации входного сигнала. Заметим, что поляризация сигнала при передаче является неконтролируемым параметром, следовательно, неконтролируемым будет и величина усиления усилителя.

Первый недостаток может быть преодолен применением согласующих оптических устройств, однако, ввиду их сложности, этот способ оказывается нерентабельным. Преодоление второго недостатка не-



возможно без существенного усложнения конструкции ППЛУ, например использования двух параллельно включенных усилителей.

Указанные недостатки не проявляются в тех случаях, когда полупроводниковые лазерные усилители используются как совмещенные (интегрированные) с другими оптическими элементами, например со светоизлучающими диодами, на выходах которых устанавливаются ППЛУ.

Преимущественное распространение получили усилители на примесном волокне EDFA. Эти усилители в настоящее время являются одним из основных устройств в технологии фотонных сетей. Активной средой усилителя является отрезок одномодового волокна, сердечник которого легируется редкоземельными элементами с целью создания атомной системы с тремя энергетическими уровнями (рис. 9.16). При возбуждении примесных атомов волокна посредством лазера накачки электроны с основного состояния (уровень А) переходят в возбужденное состояние (уровень В).

Далее происходит спонтанный переход электронов на промежуточный уровень С. Когда заселенность уровня С становится достаточно высокой (выше заселенности уровня А), то система становится способной индуцировать усиливать проходящий сигнал за счет перехода электронов с уровня С на уровень А. Расстояние между уровнями А и В определяют длину волны накачки, а между С и А – длину волны усиливаемого сигнала. Поскольку уровни энергетических состояний имеют некоторую ширину (образуют *разрешенные зоны*), система за счет неопределенности расстояния между уровнями С и А позволяет усиливать сигналы в некотором диапазоне длин волн (порядка  $1560 - 1530 = 30$  нм).

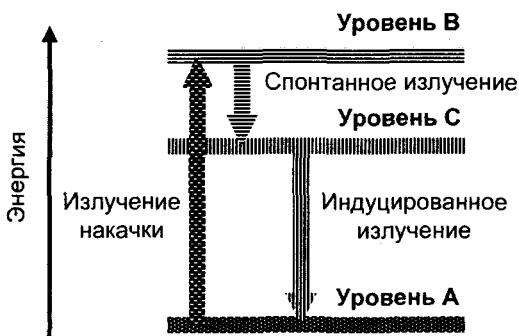


Рис. 9.16. Энергетическая диаграмма оптического усилителя на примесном волокне

Для накачки усилителей EDFA подходят лазеры с длинами волн излучения 980 и 1480 нм. Излучение обеих длин волн соответствует уровням энергии возбужденных ионов и хорошо поглощается волокном, легированным эрбием. Выбор того или иного типа лазеров накачки определяется следующим. Усилители с лазерами 980 нм обладают меньшим коэффициентом шума, чем усилители с лазерами 1480 нм, что лучше для входных усилителей. С другой стороны, использование лазеров 1480 нм позволяет создать усилители с относительно большой выходной мощностью. В некоторых усилителях используется накачка на двух длинах волн, что позволяет совместить преимущества обоих способов.

Возможно несколько схем накачки на длинах волн 1480 нм или 980 нм (рис. 9.17). При встречном (обратном) направлении накачки (рис. 9.17,а) относительно просто достигается режим насыщения, при котором выходная мощность усилителя максимальна. Очевидно, встречное направление накачки предпочтительно в выходных усилителях (усилителях передачи).

Прямое направление накачки (рис. 9.17,б) дает наиболее низкий уровень шума. Это предпочтительно при небольшой мощности входного сигнала и максимальных значениях коэффициента усиления, т.е. должно использоваться во входных усилителях (усилителях приема). При совместном применении двух лазеров накачки (рис. 9.17,в) рекомендуется осуществлять накачку на 1480 нм в обратном направлении, а накачку на 980 нм – в прямом. Это позволяет наилучшим образом использовать преимущества обоих методов. Совместное применение двух лазеров используется в промежуточных усилителях.

Наименьший уровень шумов может быть достигнут в многокаскадных усилителях. Между входным и выходным каскадами усиления помещается оптический изолятор (ОИ), который препятствует распространению в обратном направлении *усиленного спонтанного излучения* (ASE) выходного каскада. Часто между каскадами размещают пассивный компенсатор дисперсии, который также ослабляет усиленное спонтанное излучение. Усиленное спонтанное излучение связано главным образом со спонтанным излучением инверсно-заселенных уровней примесных атомов. Мощность усиленного спонтанного излучения, отнесенная к полосе частот оптического тракта (порядка 0,8 нм), сравнима с мощностью полезного сигнала. Однако при подаче на вход усилителя полезного сигнала мощность усиленного спонтанного излучения резко падает за счет перекачки мощности спонтанных фотонов в фотоны полезного сигнала.

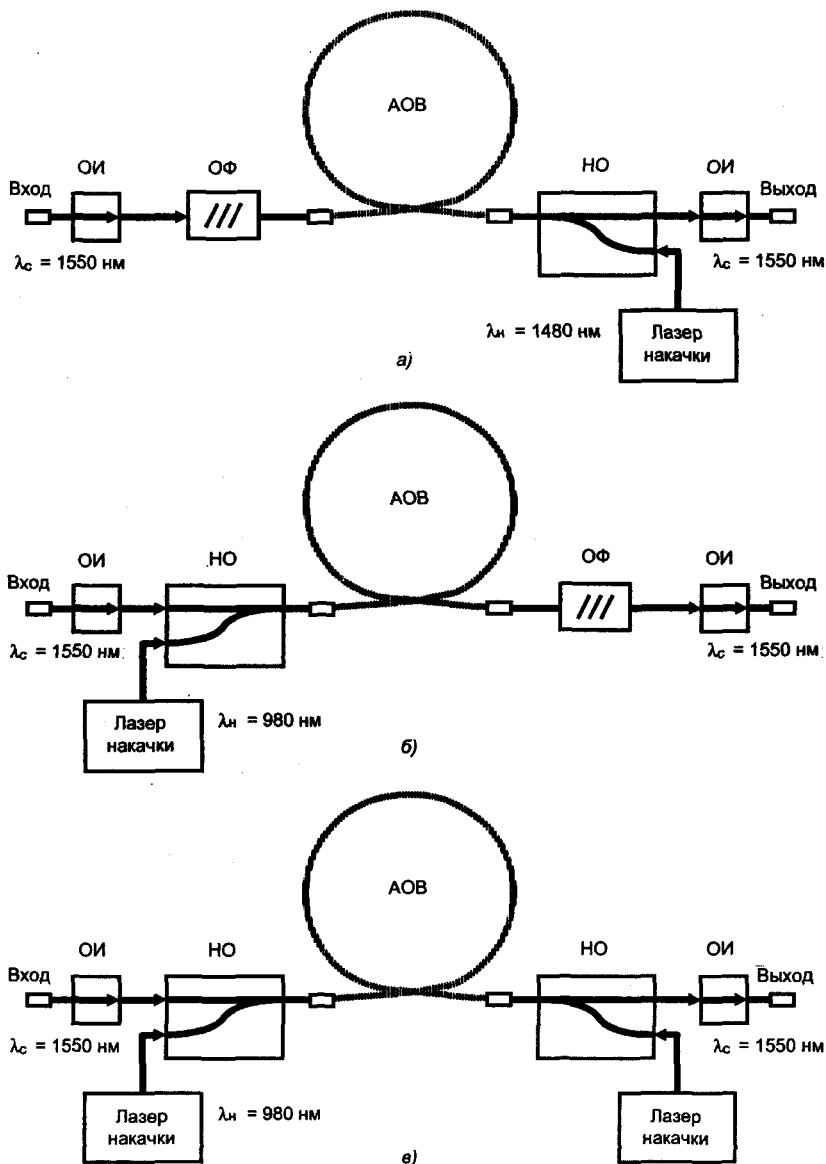


Рис. 9.17. Схемы оптических усилителей на примесном волокне: а – усилитель мощности (выходной усилитель); б – входной (малощумящий) усилитель; в – промежуточный усилитель

На рис. 9.17 излучение от лазеров накачки вводится в активное оптическое волокно (АОВ) посредством направленных ответвителей (НО). Оптические изоляторы (ОИ) препятствуют прохождению сигнала во встречном направлении. Это может быть усиленная спонтанная эмиссия или остаток волны накачки. Оптический фильтр ОФ предназначен для подавления флуктуационной помехи за пределами рабочего диапазона.

В усилителях с одноступенчатой накачкой максимальная мощность выходного сигнала, достигаемая в режиме насыщения, составляет около +16 дБм. В усилителях с двумя лазерами накачки (980 нм и 1480 нм) достигается мощность выходного сигнала до +26 дБм.

Усилители на кремниевой основе в области сигнала низкой мощности обладают достаточно высоким коэффициентом усиления мощности (порядка 25 дБ) и относительно низким уровнем собственных помех (коэффициент шума равен 5 – 6 дБ). Как правило, эти усилители используются в качестве усилителей приема. Заметным недостатком усилителей на кремниевой основе является существенная неравномерность частотной характеристики усиления (около 8 – 10 дБ). Эта особенность должна учитываться при использовании этих усилителей в трактах с волновым уплотнением (технология DWDM), поскольку может приводить к снижению уровня приема в отдельных трактах и, как следствие, к снижению в них качества передачи. В настоящее время разработаны усилители на фтор-цирконатном волокне, также легированном эрбием, которым присуща равномерная частотная характеристика усиления. Однако эти усилители обладают меньшим коэффициентом усиления и большими квантовыми шумами по сравнению с усилителями на кремниевой основе.

### 9.3.3. Выбор параметров оптических секций

На сети СЦИ в настоящее время распространены оптические секции одноканальных синхронных цифровых телекоммуникационных систем (СЦТС) без оптических усилителей и секции с оптическими усилителями одноканальных СЦТС и СЦТС со спектральным (волновым) уплотнением. СЦТС со спектральным уплотнением рассматриваются ниже (см. гл. 10). Обратимся вначале к секции без оптических усилителей.

Параметрами оптической секции можно считать ее длину, параметры оптического волокна (ОВ) и параметры оптического интерфейса аппаратуры (точек стыка передатчика и приемника с ОВ),

## Часть 2. Синхронные ЦТС

используемых на этой секции. Выбор параметров данной оптической секции удобно начинать с ориентировочного выбора так называемого *кода применения* подходящего оптического интерфейса, а затем осуществлять уточняющие расчеты. В табл. 9.1 приведены стандартизированные на международном уровне коды применения оптических интерфейсов для секций без оптических усилителей.

С помощью табл. 9.1 в соответствии с длиной данной секции и требуемым уровнем СЦИ определяются ориентировочно подходящий код (или коды) интерфейса и рекомендация МСЭ-Т, которой должно соответствовать оптическое волокно (ОВ). Выпускаемые промышленностью оптические волокна, как правило, имеют параметры не ниже соответствующих параметров, указанных в рекомендациях МСЭ-Т G.652, G.653, G.654 и G.655. Аналогично, промышленные образцы мультиплексоров обладают параметрами оптических интерфейсов, соответствующими стандартным кодам применения. Параметры кодов применения приводятся в рекомендации МСЭ-Т G.957. Остановимся вначале на краткой характеристике оптических волокон.

Для характеристики оптической секции достаточно определить такие параметры ОВ, как километрическое затухание  $\alpha$ , дБ/км, соответствующее потерям в волокне, и удельную хроматическую дисперсию  $|D|$ , пс/нм км, определяющую уширение импульса, проходящего по волокну.

На рис. 9.18 представлена типовая спектральная характеристика километрического затухания оптического волокна. Эта характеристика получена на основе данных, представленных производителями ОВ, и учитывает допуски, связанные с производством кабеля, со сращиванием его при прокладке и при ремонте, а также с рабочим диапазоном температур. Отмеченные на рисунке диапазоны А и В соответствуют кодам применения длинных секций (L-N.x), а диапазоны С и D – кодам применения внутростанционных (I-N) и коротких секций (S-N.x)\*. Т.е. в этих диапазонах должны находиться

\* В настоящее время МСЭ-Т утвердил новые спектральные диапазоны в интервале длин волн 1260,..., 1675 нм, указанные в следующей таблице.

О – диапазон	1260,..., 1360 нм	Основной (Original)
Е – диапазон	1360,..., 1460 нм	Расширенный (Extended)
С – диапазон	1460,..., 1530 нм	Коротковолновый (Short wavelength)
С – диапазон	1530,..., 1565 нм	Стандартный (Conventional)
L – диапазон	1565,..., 1625 нм	Длинноволновый (Long wavelength)
U – диапазон	1625,..., 1675 нм	Сверхдлинноволновый (Ultra-long wavelength)

## Глава 9. Транспортная сеть СЦТС

длины волн передатчиков той аппаратуры, которая будет выбираться для данных кодов применения.

Таблица 9.1

### Коды применения для секций без оптических усилителей (МСЭ-Т, рекомендация G.957)

Использование		Внутри станции	Между станциями				
			Короткая секция		Длинная секция		
Номинальная длина волны источника, нм		1310	1310	1550	1310	1550	
Тип волокна (Рек. МСЭ-Т)		G.652	G.652	G.652	G.652	G.652, G.654	G.653
Расстояние, км		≤2	≈15		≈40	≈80	
Уровни СЦИ	Обозначения кодов						
	STM-1	I-1	S-1.1	S-1.2	L-1.1	L-1.2	L-1.3
	STM-4	I-4	S-4.1	S-4.2	L-4.1	L-4.2	L-4.3
	STM-16	I-16	S-16.1	S-16.2	L-16.1	L-16.2	L-16.3

Согласно международным рекомендациям для внутростанционных соединений (I-N) километрическое затухание кабеля может достигать значения 3,5 дБ/км и линий связи небольшой протяженности (S-N.x) – 0,8 дБ/км. Для длинных линий (L-N.x), работающих в диапазоне 1310 нм, – значения километрического затухания не должны превышать 0,5 дБ/км, а работающих в диапазоне 1550 нм – 0,3 дБ/км.

Таковыми значениями километрического затухания *обладают стандартные одномодовые волокна*, отвечающие рекомендации G.652 МСЭ-Т. Эти волокна были разработаны раньше других и первоначально предназначались для работы в диапазоне 1310 нм (диапазон 1550 нм тогда только начинал осваиваться), в котором они имели минимум хроматической дисперсии. На рис. 9.19,а показана типовая спектральная характеристика абсолютного удельной хроматической дисперсии для такого волокна в диапазоне 1310 нм. Сравнивая этот рисунок с рис. 9.18 видим, что удельная дисперсия не превышает значения 5 пс/(нм·км) в диапазоне А и 6,5 пс/(нм·км) в диапазоне С. В настоящее время эти волокна успешно эксплуатируются в диапазоне 1550 нм, на рис. 9.19,б показана типовая спек-

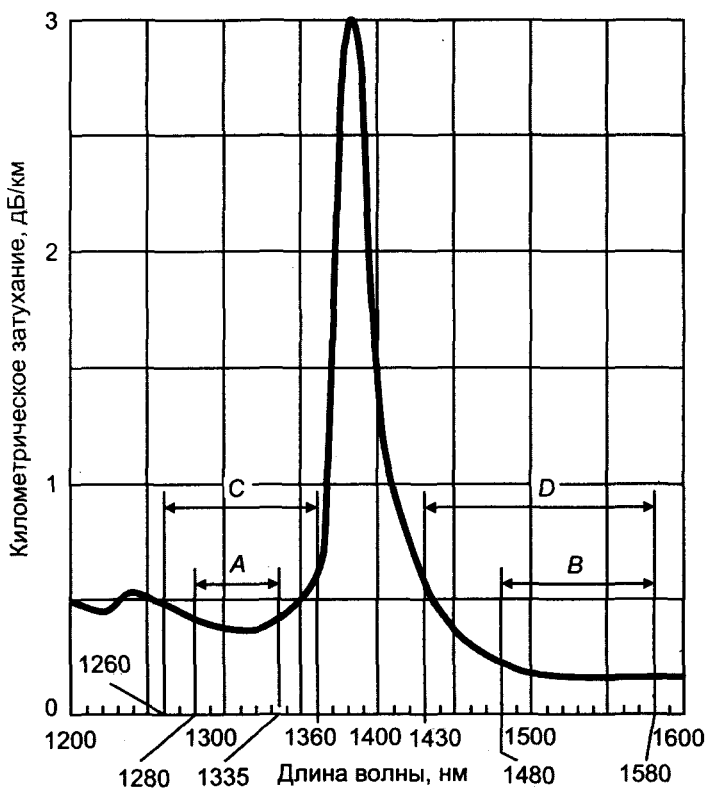
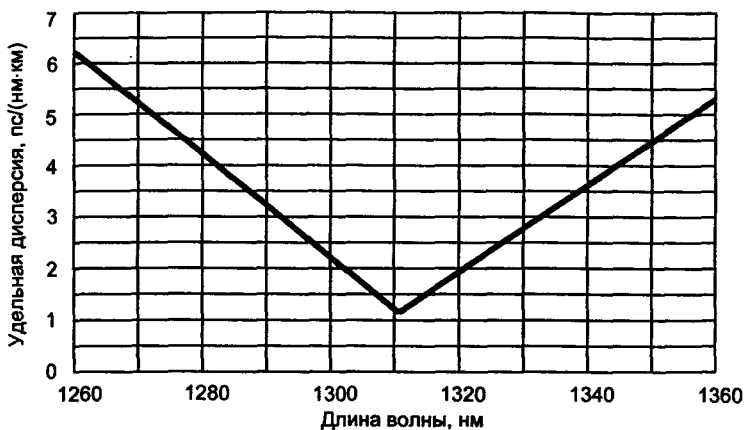


Рис. 9.18. Типовая спектральная характеристика километрического затухания оптического волокна

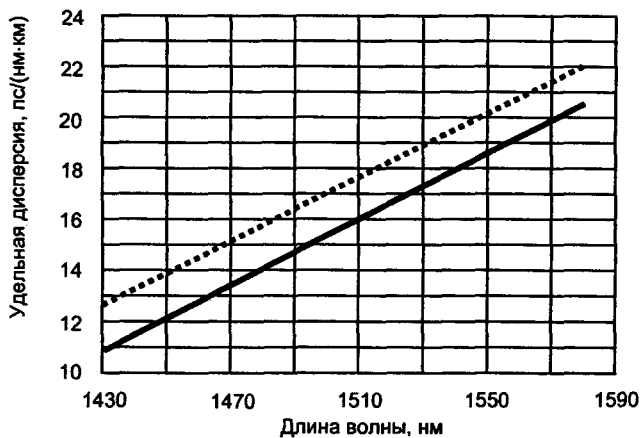
тральная характеристика удельной хроматической дисперсии для этого случая (сплошная линия).

Хотя значения удельной дисперсии в этом диапазоне значительно больше, но не превышают величины  $21 \text{ пс}/(\text{нм}\cdot\text{км})$ . Позднее были предприняты усилия по улучшению параметров рассмотренного волокна в диапазоне  $1550 \text{ нм}$ . Для новых волокон была принята рекомендация G.654 МСЭ-Т, в которой указывалось, что волокна эти предназначены для эксплуатации в диапазоне  $1550 \text{ нм}$ , на этой длине волны километрическое затухание не превышает  $0,22 \text{ дБ}/\text{км}$ .

На рис. 9.19,б приведена типовая спектральная характеристика удельной дисперсии этого волокна (пунктирная линия). Видно, что дисперсия несколько больше, чем у волокна, соответствующего реко-



а)



б)

Рис. 9.19. Максимальное значение удельной дисперсии в диапазоне:

а – вблизи 1310 нм; б – вблизи 1510 нм;

— для ОВ по рек. G.652 МСЭ-Т; ..... для ОВ по рек. G.654 МСЭ-Т

мендации G.652, но незначительно. Волокна эти носят название *одномодовых волокон с минимизированными потерями на длине волны 1550 нм*. Поскольку они не предназначены для работы в диапазоне 1310 нм, данные для этого диапазона в рекомендации G.654 отсутствуют.

Для диапазона 1550 нм было разработано волокно с *нулевой смещенной дисперсией*, в котором минимум дисперсии и минимум



## Часть 2. Синхронные ЦТС

потерь сведены в диапазон 1550 нм. Параметры этого волокна определены рекомендацией G.653 МСЭ-Т. Характеристика километрического затухания соответствует типовой (см. рис. 9.18). На рис. 9.20 показана типовая спектральная характеристика удельной дисперсии этого волокна.

В течение многих лет волокна с нулевой смещенной дисперсией являлись самыми перспективными для применения на секциях большой протяженности. Однако, с появлением оптических усилителей, способных усиливать и многоканальные оптические сигналы, выяснилось, что длина волны нулевой дисперсии  $\lambda_0$ , близкая к 1550 нм, попадающая внутрь рабочего диапазона усилителя на активном волокне, легированном эрбием, является главным потенциальным источником нелинейных эффектов. Эти нелинейные эффекты и, прежде всего, эффект четырехволнового смешивания, проявляются в виде резкого возрастания шума при распространении многоканального сигнала. В связи с этим были разработаны волокна, у которых значения  $\lambda_0$  оказываются смещенными за пределы диапазона, занимаемого многоканальным сигналом. Параметры этих, относительно дорогих волокон, называемых *одномодовыми оптическими волокнами с ненулевой смещенной дисперсией*, приводятся в рекомендации G.655 МСЭ-Т. Их применение рационально на секциях с многоканальными СЦТС или на секциях, где такие системы предполагается устанавливать. В большинстве случаев километрическое

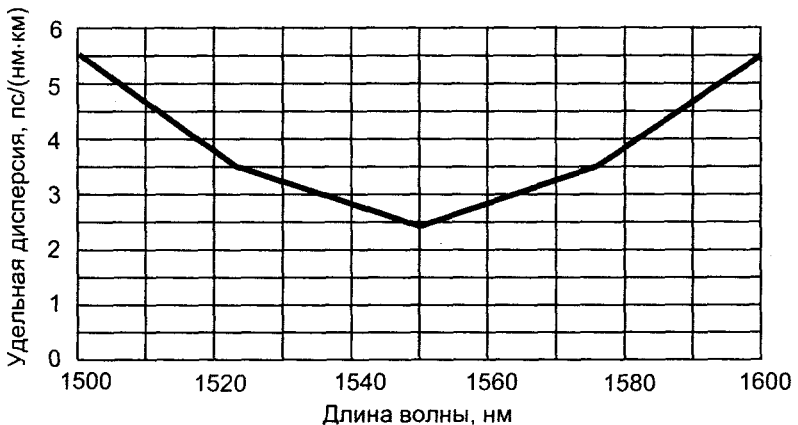


Рис. 9.20. Максимальное значение удельной дисперсии ОВ по рекомендации G.653 МСЭ-Т

затухание этих волокон в диапазоне 1550 нм не более 0,25 дБ/км, а величина удельной хроматической дисперсии не превышает 3,5 – 6,0 пс/(нм·км).

Оптические интерфейсы СЦТС характеризуются рядом параметров, из которых для определения параметров секции важны следующие.

1. Скорость передачи оптического сигнала.
2. Длина волны источника излучения.
3. Тип источника излучения.
4. Ширина спектра источника излучения.
5. Суммарная дисперсия.
6. Уровень излучаемой мощности.
7. Уровень чувствительности приемника.
8. Уровень перегрузки приемника.
9. Дополнительные потери оптического тракта.
10. Диапазон перекрываемого затухания.

Первые пять из перечисленных параметров определяют предельную длину секции, исходя из дисперсии сигнала, а последние пять – исходя из потерь в оптическом тракте. Рассмотрим вначале параметры, определяющие длину секции в зависимости от потерь.

Уровень излучаемой мощности определяется как уровень средней мощности оптического сигнала, измеренный на выходе передатчика. При этом указываются максимальный  $P_{\text{пер макс}}$  и минимальный  $P_{\text{пер мин}}$  уровни мощности оптического излучения на передаче. Разница между этими уровнями учитывает допуски для работы при нормальных условиях эксплуатации, деградацию оптического соединения передатчика с линией, неточность измерений и процессы старения.

Уровень чувствительности приемника  $P_{\text{пр мин}}$  соответствует минимуму оптической мощности на входе, при котором обеспечивается коэффициент ошибок  $1 \cdot 10^{-10}$ . Уровень чувствительности определяется для наихудших условий эксплуатации в конце срока службы аппаратуры.

Уровень перегрузки приемника  $P_{\text{пр макс}}$  равен максимальному уровню оптического излучения на его входе, при котором еще обеспечивается коэффициент ошибок  $1 \cdot 10^{-10}$ .

Дополнительные потери оптического тракта определяются как снижение перекрываемого затухания, связанное с влиянием отражений от оптических разъемов и сростков, межсимвольного влияния и флуктуационных шумов передатчика.

Диапазон перекрываемого затухания определяется как диапазон между максимальным и минимальным значениями затухания тракта между выходом передатчика и входом приемника. Максимальное зна-

## Часть 2. Синхронные ЦТС

чение перекрываемого затухания  $A_{\text{макс}}$  равно разности  $P_{\text{пер мин}} - P_{\text{пр мин}}$  с учетом наибольшего значения суммарных потерь, вносимых разъемами, сростками и другими пассивными элементами, включенными между передатчиком и приемником, а также с учетом дополнительных потерь оптического тракта и запаса  $A_{\text{зз}}$ , учитывающего уменьшение амплитуды принимаемых импульсов из-за дисперсии.

Минимальное значение перекрываемого затухания  $A_{\text{мин}}$  определяется как разность между максимальным уровнем мощности оптического передатчика и уровнем перегрузки приемника.

Указанные определения параметров иллюстрируются рис. 9.21, на котором представлена диаграмма уровней оптической секции. Пользуясь этой диаграммой, несложно определить или максимально допустимую величину километрических потерь оптического волокна ( $\alpha_{\text{макс}} = A_{\text{макс}}/L_c$ , дБ, где  $L_c$  – длина секции), или максимальную и минимальную допустимые длины секции, если выбран кабель с определенным километрическим затуханием ( $L_{c \text{ макс/мин}} = A_{\text{макс/мин}}/\alpha_c$ , км).

В качестве примера определим максимальную и минимальную длину оптической секции, оборудованной мультиплексорами четвертого уровня СЦИ SMA1 R2 производства фирмы Siemens.

На секции предполагается использовать кабель со стандартными оптическими волокнами, соответствующими рекомендации G.652 МСЭ-Т. Код применения L-4.2. Согласно техническим данным мультиплексора имеем:  $P_{\text{пер макс}} = 0$  дБм,  $P_{\text{пер мин}} = -3$  дБм,  $P_{\text{пр макс}} = -8$  дБм,  $P_{\text{пр мин}} = -36$  дБм,  $A_{\text{зз}} = 1$  дБ.

В этом случае:

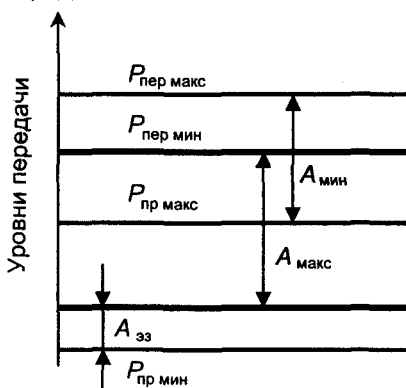


Рис. 9.21. Диаграмма уровней оптической секции

$$A_{\text{макс}} = P_{\text{пер мин}} - P_{\text{пр мин}} - A_{\text{зз}} = -3 - (-36) - 1 = 32 \text{ дБ,}$$

$$A_{\text{мин}} = P_{\text{пер макс}} - P_{\text{пр макс}} = 0 - (-8) = 8 \text{ дБ.}$$

(В техническом паспорте указано соответственно 32 дБ и 10 дБ.)

Стандартное волокно в диапазоне 1550 нм должно иметь километрическое затухание не более 0,3 дБ/км. Таким образом,  $L_{\text{с макс}} = A_{\text{макс}} / \alpha = 32 / 0,3 = 106,67 \text{ км}$ , а  $L_{\text{с мин}} = A_{\text{мин}} / \alpha = 10 / 0,3 = 33,33 \text{ км}$ . Заметим, что если по каким-либо причинам это оборудование использовалось бы на более короткой секции, чем  $L_{\text{с мин}}$ , то на выходе передатчика необходимо было бы установить оптический аттенюатор, дополняющий затухание тракта до значения не менее  $A_{\text{мин}}$ .

При проектировании оборудования ЦСП возникает необходимость в точном определении величины защищенности сигнала от помехи в точке решения регенератора (TRP). Часто требуется определить тип фотоприемника (лавинный или рpн-диод), наиболее эффективный в данном случае. Также представляет интерес расчет уровня (порога) чувствительности фотоприемника. Методика этих расчетов приводится в специальной литературе, например, в [15]. В Приложении 1 дано краткое изложение соответствующих материалов из [15].

Обратимся к определению длины оптической секции исходя из дисперсии. Если в параметрах интерфейса выбранной аппаратуры приведено значение суммарной дисперсии  $D_{\text{с}}$ , пс/нм, то максимально допустимая длина секции может быть определена, как  $L_{\text{с макс}} = D_{\text{с}} / |D|$ , где  $|D|$  – удельная хроматическая дисперсия данного оптического волокна на длине волны выбранного источника излучения. Очевидно, что фактическая длина секции должна быть меньше меньшей из найденных предельных величин (по потерям и дисперсии).

Если в параметрах интерфейса выбранной аппаратуры значение суммарной дисперсии не приведено, то, скорее всего, для этой аппаратуры длина секции определяется только потерями в кабеле. В этом случае ориентировочное значение максимальной длины секции может быть подсчитано по формуле, приведенной в рекомендации G.957 МСЭ-Т:

$$L_{\text{с макс}} = \varepsilon \cdot 10^6 / (B \cdot D \cdot \Delta\lambda),$$

где  $B$  – скорость передачи в Мбит/с;  $D$  – удельная хроматическая дисперсия данного оптического волокна на длине волны выбранного источника излучения, пс/(нм·км), а  $\Delta\lambda$  – среднеквадратическая ширина спектра источника излучения в нм. Величину  $\varepsilon$  принимают равной значению:

– 0,306, если источником является светодиод или одномодовый лазер, а дополнительные потери в тракте составляют 1 дБ;

## Часть 2. Синхронные ЦТС

- 0,491 для тракта STM-16, где дополнительные потери равны 2 дБ;
- 0,115, если источником является многомодовый лазер.

Для одномодовых лазеров обычно приводится ширина спектра излучения  $\Delta\lambda_{-20}$  на уровне –20 дБ. В этом случае среднеквадратическую ширину спектра в вышеприведенной формуле можно считать равной  $\Delta\lambda = \Delta\lambda_{-20} / 6,07$ .

В качестве примера проверим допустимую длину секции для того же мультиплексора SMA1 R2 и кабеля со стандартными волокнами исходя из дисперсии

В технических данных мультиплексора SMA1 R2 для кода применения L-4.2 приведено предельное значение дисперсии тракта, равное 3500 пс/нм.

Заметим, что в рекомендации G.957 МСЭ-Т указывается, что данная величина должна учитывать особенности передатчика, но значения этой величины не приводится. Стандартное волокно (см. рис. 9.19,б) имеет удельную дисперсию в диапазоне 1550 нм не более 21 пс/(нм·км). Очевидно,  $L_{\text{с макс}} = 3500 / 21 = 166,67$  км, т.е. превышает максимальную длину секции, полученную исходя из потерь в кабеле (106,67 км).

Определим максимальную длину секции исходя из дисперсии по методике рекомендации G.957 МСЭ-Т. Необходимые для этого параметры мультиплексора следующие:  $B = 622080$  кбит/с,  $\Delta\lambda_{-20} = 0,5$  нм, лазер – одномодовый, следовательно,  $\varepsilon = 0,306$ . Определим вначале среднеквадратическую ширину спектра излучения

$$\Delta\lambda = \Delta\lambda_{-20} / 6,07 = 0,5 / 6,07 = 0,0824 \text{ нм.}$$

Тогда допустимая длина секции, исходя из дисперсии, составит:

$$L_{\text{с макс}} = \varepsilon \cdot 10^6 / (B \cdot D \cdot \Delta\lambda) = 0,306 \cdot 10^6 / (622,080 \cdot 21 \cdot 0,0824) = 284,36 \text{ км,}$$

т.е. максимальная длина секции определяется потерями в оптическом тракте. Существенное расхождение данного результата с результатом, полученным выше, может определяться как несовершенством методики, предлагаемой рекомендацией G.957 МСЭ-Т, так и методикой, которая была использована при определении предельного значения дисперсии тракта в технических данных мультиплексора SMA1 R2.

В [16] приведена методика, позволяющая с достаточной для практических целей точностью осуществить расчет межсимвольных искажений сигналов в трактах, построенных на основе как одномодовых, так и многомодовых оптических волокон. Некоторые материалы из [16] приведены в Приложении 2.

## Глава 9. Транспортная сеть СЦТС

Таблица 9.2

### Коды применения для секций одноканальных СЦТС с оптическими усилителями

Использование	Внутри станции	Между станциями				
		Короткая секция		Длинная секция		
Номинальная длина волны источника, нм	1310	1310	1550	1310	1550	1550
Тип волокна (Рек. МСЭ-Т)	G.652	G.652	G.652	G.652	G.652	G.653
Уровни СЦИ	Коды применения					
STM-1	I-1	S-1.1	S-1.2	L-1.1	L-1.2	L-1.3
STM-4	I-4	S-4.1	S-4.2	L-4.1	L-4.2	L-4.3
STM-16	I-16	S-16.1	S-16.2	L-16.1	L-16.2	L-16.3
STM-64	–	S-64.1	S-64.2	L-64.1	L-64.2	L-64.3
Использование	Между станциями					
	Очень длинная секция	Сверхдлинная секция				
Номинальная длина волны источника, нм	1310	1550	1550	1550	1550	
Тип волокна (Рек. МСЭ-Т)	G.652	G.652	G.653	G.652	G.652	
Уровни СЦИ	Коды применения					
STM-1	–	–	–	–	–	
STM-4	V-4.1	V-4.2	V-4.3	U-4.2	U-4.3	
STM-16	V-16.1	V-16.2	V-16.3	U-16.2	U-16.3	
STM-64	V-64.1	V-64.2	V-64.3	–	–	

Перейдем к определению параметров оптических секций одноканальных СЦТС с оптическими усилителями. Стандартные коды применения для таких секций даны в табл. 9.2.

Как видно из табл. 9.2, по сравнению с кодами применения для секций без оптических усилителей здесь добавились коды для уровней STM-4 и STM-16 очень длинных (V) и сверхдлинных (U) секций.

Добавились также коды для уровня STM-64 с номинальной скоростью передачи 10 Гбит/с (9953280 Мбит/с) для коротких, длинных и очень длинных секций. Замечательно, что для секций одноканальных систем с оптическими усилителями рекомендуется главным образом стандартное оптическое волокно (рек. G.652). Относительно высокое значение удельной дисперсии в диапазоне 1550 нм не является определяющим (для уровней STM-4 и STM-16) ввиду малой ширины спектра излучения в передатчиках современной аппаратуры, кроме того, дисперсия может быть компенсирована вставками отрезков кабеля с отрицательной удельной дисперсией. Использование оптических усилителей делает возможным также применение пассивных компенсаторов дисперсии. Ранее эти компенсаторы не использовались из-за внесения ими в тракты значительных потерь.

Как уже отмечалось, существуют три типа оптических усилителей: усилители передачи ПдУ (мощности), усилители приема ПрУ и промежуточные усилители (линейные усилители ЛУ). Параметры этих усилителей регламентированы в рекомендации G.662 МСЭ-Т. Там же определены два типа подсистем: передатчик со встроенным усилителем мощности ПдОУ и приемник со встроенным малошумящим усилителем ПрОУ. Все эти виды аппаратуры в настоящее время выпускаются серийно.

Оценим результаты использования оптических усилителей в одноканальных СЦТС на примере расчета длин секций с кодами применения L-16.2, V-16.2 и U-16.2 для длинной, очень длинной и сверхдлинной секции соответственно. Эти коды относятся к уровню STM-16, предполагают использование диапазона 1550 нм и стандартного оптического волокна (рекомендация G.652 МСЭ-Т) с километрическим затуханием  $\alpha = 0,3$  дБ/км. Расчеты произведем только исходя из потерь в тракте в предположении, что дисперсионные искажения в нем устраняются одним из вышеуказанных способов.

В соответствии с рекомендацией G.957 для кода применения L-16.2 (без оптических усилителей) имеем:

## Глава 9. Транспортная сеть СЦТС

$$P_{\text{пер мин}} = -2 \text{ дБм}, P_{\text{пр мин}} = -28 \text{ дБм} \text{ и } A_{\text{эз}} = 2 \text{ дБ.}$$

В этом случае получаем:

$$A_{\text{макс}} = P_{\text{пер мин}} - P_{\text{пр мин}} - A_{\text{эз}} = -2 - (-28) - 2 = 24 \text{ дБ,}$$

что соответствует максимальной длине секции

$$L_{\text{с макс}} = A_{\text{макс}} / \alpha = 24 / 0,3 = 80 \text{ км.}$$

Код применения V-16.2 предполагает использование усилителя передачи ПДУ. Большинство таких усилителей обеспечивает минимальный уровень выходной средней мощности порядка +10 дБм. Кроме того, усилитель передачи вносит в тракт дополнительные помехи, что эквивалентно снижению чувствительности приемника примерно на  $\Delta A = 3$  дБ. Таким образом, для кода V-16.2 имеем

$$A_{\text{макс}} = P_{\text{пер мин}} - P_{\text{пр мин}} - A_{\text{эз}} - \Delta A = +10 - (-28) - 2 - 3 = 33 \text{ дБ.}$$

Очевидно, максимальная длина секции в этом случае будет равна  $L_{\text{с макс}} = 33 / 0,3 = 110$  км.

Код применения U-16.2 предполагает помимо использования усилителя передачи включение усилителя приема ПрУ, который существенно уменьшает минимальный уровень приема. Для большинства усилителей приема  $P_{\text{пр мин}} = -36$  дБм (с учетом помех, вносимых усилителем передачи). Дополнительные помехи, которые усилитель приема вносит в тракт передачи, можно учесть увеличением минимального уровня приема на величину, равную  $\Delta A = 20 \lg(1 + M)$ , где  $M$  – число усилителей в тракте. Таким образом, для кода U-16.2 без промежуточных усилителей, имеем:

$$A_{\text{макс}} = P_{\text{пер мин}} - P_{\text{пр мин}} - A_{\text{эз}} - 20 \lg(1 + M) = \\ = +10 - (-36) - 2 - 20 \lg(1 + 1) = 38 \text{ дБ}$$

$$L_{\text{с макс}} = 38 / 0,3 \approx 127 \text{ км.}$$

Определим теперь длину секции для кода применения U-16.2 с  $m$  промежуточными усилителями ЛУ. Очевидно, что в этом случае

$$A_{\text{макс}} = [P_{\text{пер мин}} - P_{\text{пр мин}} - A_{\text{эз}} - 20 \lg(1 + M)] N,$$

где  $N = m + 1$  – число усилителей приема или, что то же самое, число усилительных участков на секции. В результате расчетов по указанной формуле имеем:

для двух участков (одного ЛУ)



## Часть 2. Синхронные ЦТС

---

$$A_{\text{макс}} = 34,46 \cdot 2 \text{ дБ}, L_{\text{с макс}} \approx 115 \cdot 2 = 230 \text{ км};$$

для трех участков (двух ЛУ)

$$A_{\text{макс}} = 31,96 \cdot 3 \text{ дБ}, L_{\text{с макс}} \approx 107 \cdot 3 = 321 \text{ км};$$

для пяти участков (четырёх ЛУ)

$$A_{\text{макс}} = 28,44 \cdot 5 \text{ дБ}, L_{\text{с макс}} \approx 95 \cdot 5 = 475 \text{ км};$$

для восьми участков (семи ЛУ)

$$A_{\text{макс}} = 24,92 \cdot 8 \text{ дБ}, L_{\text{с макс}} \approx 83 \cdot 8 = 664 \text{ км}.$$

Секции с числом участков более восьми практически не используются. Еще раз заметим, что данный расчет носит иллюстративный характер. В реальном случае требуется точный учет параметров применяемой аппаратуры и использования методики, рекомендованной производителем.

## Глава 10

# СЦТС СО СПЕКТРАЛЬНЫМ УПЛОТНЕНИЕМ ОПТИЧЕСКИХ ВОЛОКОН

### 10.1. Принципы построения СЦТС со спектральным уплотнением

Требование увеличения пропускной способности линий связи заставляет увеличивать скорость передачи телекоммуникационных систем. Однако скорость передачи ограничивается хроматической и поляризационной дисперсией в волокне. Опыт показал, что реализация систем со скоростью передачи 10 Гбит/с (STM-64) уже сопряжена с определенными трудностями и трудности эти существенно возрастают при реализации и эксплуатации систем со скоростью передачи 40 Гбит/с (STM-256). Поэтому возникла идея передачи сигналов нескольких СЦТС по одному волокну на различных длинах волн. Так возникла технология спектрального уплотнения оптического волокна (технология WDM). Первоначально число каналов не превышало четырех, каналы располагались по одному в окнах прозрачности 850 и 1310 нм и два – в окне 1550 нм. В настоящее время используется окно 1550 нм, в котором может быть организовано несколько десятков каналов. Такое уплотнение называется *плотным спектральным* или *плотным волновым уплотнением* (технология DWDM).

На рис. 10.1 представлено одно направление передачи простейшей системы с волновым уплотнением. Оптические сигналы от  $N$  телекоммуникационных систем с длинами волн  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$  поступают на пассивный волновой мультиплексор ВМ. Объединенный оптический поток, в котором одновременно присутствуют все сигналы с вышеуказанными длинами волн, поступает на усилитель передачи (усилитель мощности, бустер) ПДУ и с его выхода в линию передачи. Для компенсации потерь в линии устанавливаются линейные оптические усилители ЛУ. На приемной станции сигнал поступает на оптический усилитель приема ПрУ, затем разделяется волновым демультиплексором ВД на исходные оптические сигналы с длинами волн  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$ , которые и направляются на соответствующие телекоммуникационные системы.

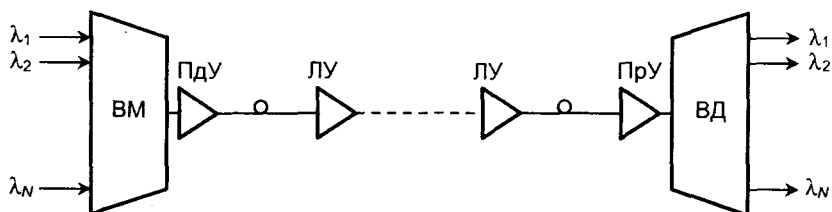


Рис. 10.1. Схема простейшей системы со спектральным уплотнением

Рассмотренная схема отображает лишь общий принцип организации телекоммуникационной системы с волновым уплотнением. Однако при реализации таких систем приходится преодолевать целый ряд значительных трудностей. Первая из них заключается в создании сетки высокостабильных длин волн  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$ , которые должны соответствовать объединяемым системам. Стабильность длин волн необходима, во-первых, потому, что их сетка стандартизирована для обеспечения совместимости различных систем с волновым уплотнением, и, во-вторых, потому, что расстояния между соседними каналами невелики и в случае нестабильности длин волн неизбежны взаимные влияния между каналами. Существует два способа построения систем, обеспечивающих необходимую сетку стабильных длин волн.

Первый способ заключается в том, что в состав конечных станций с волновым уплотнением входит  $N$  комплектов оборудования СЦТС (по числу объединяемых каналов) в передающих оптических модулях которых использованы высокоточные лазеры, каждый из которых настроен на свою заданную длину волны (*цветные оптические интерфейсы*). Системы, использующие такой метод, называются *интегрированными*. Во втором случае на входы станции с волновым уплотнением поступают оптические сигналы от стандартных комплектов оборудования СЦТС различных типов с длинами волн  $\lambda_m$  (*серые оптические интерфейсы*), которые преобразуются в волны с заданными длинами в специальных устройствах, называемых *транспондерами*. В этом случае системы носят названия *полностью открытых*. Транспондеры представляют собой устройства, которые преобразуют оптические сигналы, поступающие от обычных синхронных систем (имеющих «серые» интерфейсы), в электрические и затем снова в оптические, но с длинами волн, соответствующим «цветным» интерфейсам.

Как в случае применения специальных комплектов оборудования СЦТС, так и при применении транспондеров необходимо нали-

чие высокоточных лазеров. Их конструкция и, следовательно, стоимость достаточно высока. На рис. 10.2 представлена одна из таких конструкций – лазер с одним внешним резонатором. Левый торец активной области покрыт антиотражающим слоем, практически уничтожающим френелевское отражение. Таким образом, резонатором лазера является область, заключенная между правым выходным торцом активной области, являющимся полупрозрачным зеркалом, и дифракционной решеткой. Дифракционная решетка является вторым зеркалом, ее поворот и одновременно перемещение относительно активной области (см. рис. 10.2) изменяют настройку резонатора. Применение дифракционной решетки в качестве зеркала позволяет подавить неосновные моды излучения, которые в этом случае оказываются ориентированы под некоторыми углами к оптической оси системы. Линза служит для усиления обратной связи между активной областью и зеркалом-решеткой.

Однако применение лазеров подобной конструкции еще не обеспечивает гарантированной стабильности длин волн объединяемых сигналов. Дело в том, что для лазера характерна зависимость длины волны излучения от уровня сигнала, которая определяется изменением температуры активного слоя в процессе работы и, следовательно, изменением геометрических размеров резонатора. Этот эффект, мало заметный в одноканальных системах, оказывается очень опасным в системах с плотным волновым уплотнением. Кроме того, длина волны излучения лазера зависит и от величины тока накачки, который приходится изменять для поддержания постоянной средней мощности излучения лазера. В связи с этим следует отдавать предпочтение лазерам с внешними модуляторами,

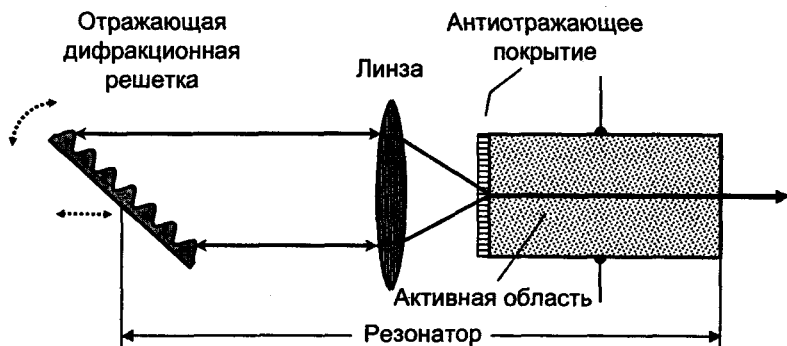


Рис. 10.2. Лазер с перестраиваемой длиной волны излучения

менее эффективными с точки зрения отдачи выходной мощности, но обеспечивающим необходимую стабильность длин волн излучения. Обычно внешние модуляторы используются на скоростях передачи выше 2,5 Гбит/с.

В качестве мультиплексоров в системах с плотным волновым уплотнением обычно используются пассивные мультиплексоры на основе массива волноводов. Эти устройства относятся к классу линейных ненаправленных устройств, а потому могут использоваться как для мультиплексирования, так и для демultipлексирования оптических сигналов. На рис. 10.3 представлена конструкция такого мультиплексора с зеркальным отражающим элементом.

Рассмотрим его работу в режиме демultipлексирования. Приходящий сигнал, представляющий собой сумму сигналов с длинами волн  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$ ,  $\lambda_3$ ,  $\lambda_4$ , подается на центральный волновод. Затем этот сигнал проходит через волновод-пластину и распределяется по множеству волноводов, представляющих дифракционную структуру (упорядоченную волноводную решетку). По-прежнему сигнал в каждом из волноводов остается мультиплексным (каждый канал оказывается представленным во всех волноводах). Далее происходит отражение сигналов от зеркальной поверхности, и световые потоки вновь собираются в волноводной пластине, где образуется картина пространственно разнесенных интерференционных максимумов, соответствующих разным каналам. Геометрия волновода-пластины и длины волноводов между пластиной и зеркалом выбираются так, чтобы интерференционные максимумы совпадали с выходными полюсами.

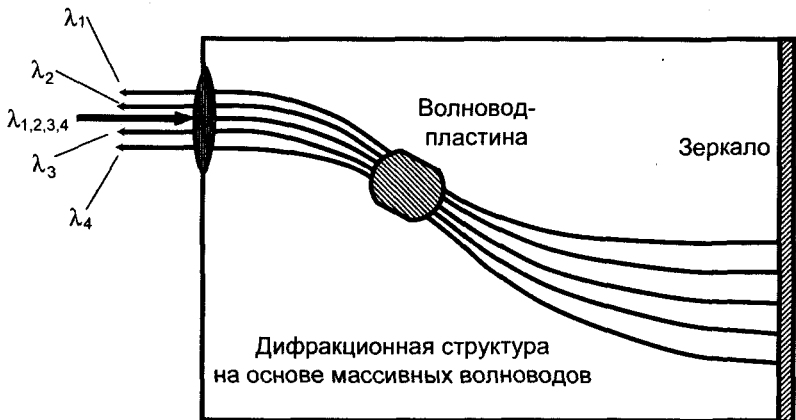


Рис. 10.3. Волновой демultipлексор с отражающим элементом

Мультиплексирование происходит обратным путем. Другой способ построения мультиплексора базируется на паре подобных систем: вторая присоединяется к первой вместо зеркального слоя. В этом случае в первом волноводе-пластине осуществляется распределение входного потока, а интерференция и фокусировка – во втором.

Волновые мультиплексоры относятся к высокоточным оптическим устройствам и в значительной степени определяют стоимость систем с плотным волновым уплотнением. Заметим, что их параметры подвержены температурным влияниям, хотя и в меньшей степени, чем параметры лазеров.

Волновые мультиплексоры в сочетании с *волновыми конверторами*, изменяющими длину волны оптической несущей, позволяют осуществлять так называемую *пассивную маршрутизацию* цифровых потоков, т.е. произвольно устанавливать направления цифровых потоков на те или иные выходы волнового демультиплексора. Один из методов волновой конверсии основан на использовании ферроэлектрического кристалла, внутри которого создаются условия для нелинейного взаимодействия оптических сигналов: исходного, с длиной волны  $\lambda_c$ , и сигнала от лазера накачки с длиной волны  $\lambda_n$ . При одновременном распространении этих сигналов внутри кристалла, происходит генерация сигнала с длиной волны  $\lambda_k$ , соответствующего продукту нелинейности второго порядка. Указанные длины волн связаны соотношением  $1/\lambda_k = 1/\lambda_n - 1/\lambda_c$ . Так, например, если длина волны исходного сигнала равна 1535 нм, а требуется получить сигнал с длиной волны 1545,32 нм, следует применить лазер накачки с длиной волны  $\lambda_n = \lambda_k \cdot \lambda_c / (\lambda_k + \lambda_c) = 1545,32 \cdot 1535 / (1545,32 + 1535) = 770,07$  нм.

Волновые мультиплексоры вносят значительные потери в тракты прохождения оптических сигналов, поэтому они используются совместно с оптическими усилителями, понятие о которых было введено выше (см. подпараграф 9.3.2).

Напомним, что в оконечное оборудование усилитель может быть встроен (конструктивно совмещен с мультиплексором). В этом случае можно использовать полупроводниковый оптический усилитель. В общем же случае в качестве выходных усилителей ПДУ применяют усилители на примесном волокне. Как уже отмечалось, одним из недостатков таких усилителей является наличие на их выходах *усиленного спонтанного излучения*, которая, однако, резко падает при подаче сигнала на вход усилителя (рис. 10.4). Добавление других канальных сигналов приводит к дальнейшему снижению мощности спонтанного излучения. Таким образом, необходимо чтобы

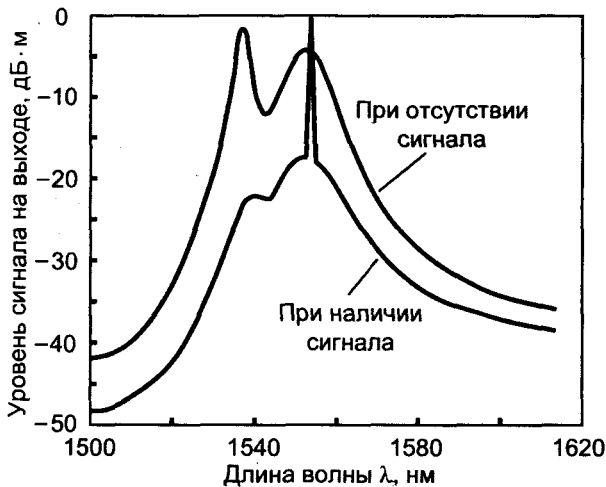
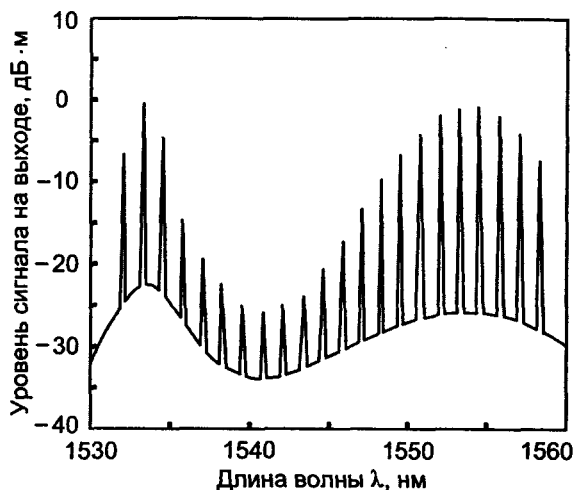


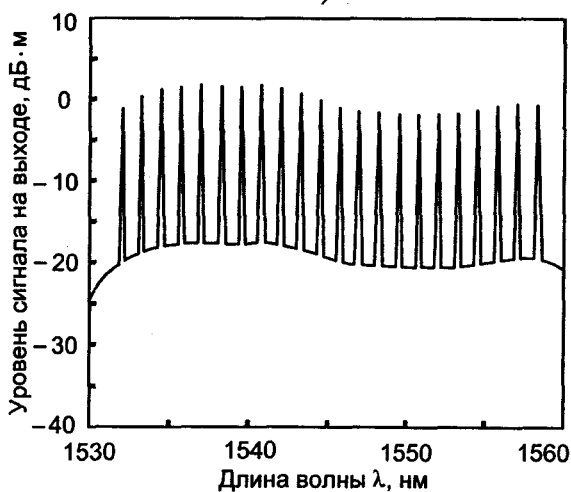
Рис. 10.4. Изменение спектра усиленного спонтанного излучения при подаче сигнала на вход усилителя

в мультиплексированном сигнале присутствовало бы максимальное количество канальных сигналов. Для этого системы спектрального уплотнения снабжаются *устройствами подпитки*, т.е. устройствами, обеспечивающими подачу сигнала (обычно состоящего из последовательности единиц) в случае прекращения работы данного канала.

Как уже отмечалось в подпараграфе 9.3.2, в усилителях на примесном волокне может использоваться волокно на кремниевой или фтор-цирконатной основе. Усилители на кремниевом волокне обладают относительно неравномерной спектральной характеристикой выходного сигнала (рис. 10.5,а), однако у них меньше мощность усиленного спонтанного излучения. Усилители на фтор-цирконатном волокне имеют более равномерную спектральную характеристику выходного сигнала (рис. 10.5,б), но мощность усиленного спонтанного излучения у них больше. Неравномерность спектральной характеристики выходного сигнала усилителей на примесном волокне может быть снижена в результате предискажения сигналов (завышением уровней мультиплекслируемых сигналов, длины волн которых приходятся на область вблизи 1540 нм). Равномерность указанной характеристики увеличивается также при выборе режима работы усилителя, близкого к режиму насыщения. Однако, в последнем случае, как уже отмечалось ранее, коэффици-



а)



б)

Рис. 10.5. Спектры выходного сигнала усилителей на примесном волокне  
 а – кремниевая основа б – фтор-цирконатная основа

ент усиления усилителя оказывается невысоким. На рис. 10.6 показана конструкция линейного усилителя, во входном каскаде которого применено волокно на кремниевой основе, а в выходном – на фтор-цирконатной основе. Усилитель имеет сменный блок компен-



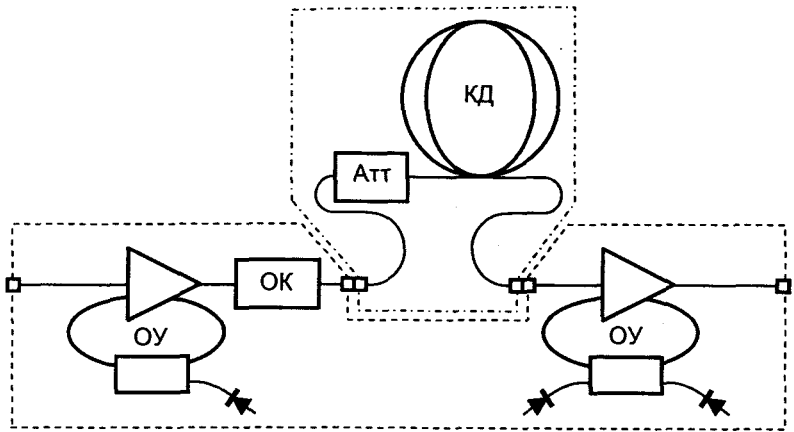


Рис. 10.6. Линейный усилитель с компенсатором дисперсии

сатора дисперсии КД, а спектральная характеристика выходного сигнала выравнивается оптическим корректором ОК.

Применение линейных усилителей ЛУ (см. рис. 10.1) позволяет увеличивать длину секции до нескольких сотен километров. Дальнейшее увеличение длины секции ограничивается соотношением сигнал/шум, которое снижается с ростом числа усилителей. Секции могут соединяться посредством регенерационных станций, на которых сигналы, как и на оконечных демультиплексируются, преобразуются в электрические и подаются на регенераторы. После регенерации сигналы мультиплексируются и передаются дальше.

В системах с плотным волновым уплотнением обычно организуется самостоятельный оптический канал для передачи служебной информации со скоростью 1544 кбит/с на длине волны 1510 нм. Сигналы служебной информации вводятся в волокно и выводятся из волокна, по которому работает данная система, с помощью направленных ответвителей. Служебный канал остается работоспособным и при отказе системы волнового уплотнения.

Системы плотного волнового уплотнения могут снабжаться устройствами, осуществляющими самостоятельный мониторинг мультиплексируемых потоков. Для этого обычно используются свободные байты секционных заголовков транспортных модулей STM. В некоторых случаях, как, например, в 40-канальном мультиплексе фирмы NEC, перед мультиплексированием исходные потоки 10 Гбит/с (9953,28 Мбит/с) разделяются на специальные циклы передачи. В заголовки этих циклов вводятся байты, позво-

ляющие контролировать трассировку канала, передавать аварийные сигналы и кодовые слова проверочного кода Рида-Соломона. При этом скорость передачи потока увеличивается и составляет  $9953,28 \cdot 15/14 = 10664,23$  Мбит/с. На приемном конце после демультимплексирования указанный цикл завершается, проверяется трассировка, извлекается информация об аварийных состояниях и вновь вычисляются кодовые слова, после чего заголовок цикла уничтожается. Кодовые слова, вычисленные на приеме, сравниваются со словами, вычисленными на передаче. Если сравнение кодовых слов обнаруживает ошибки, делается попытка их исправления, после чего стандартный информационный поток поступает пользователю.

### **10.2. Параметры ЦТТС со спектральным уплотнением**

В настоящее время основной интерес представляют системы с плотным волновым уплотнением (системы DWDM). Самой важной группой параметров в технологии этих систем является спектральное расположение отдельных каналов. Ко второй по важности группе параметров следует отнести параметры линейного тракта. Третья группа параметров определяет интерфейсы для вводов исходных информационных потоков. Четвертая группа определяет параметры сервисных каналов системы с волновым уплотнением. Рассмотрим указанные группы параметров подробнее.

**Спектральное расположение каналов** системы с волновым уплотнением, как уже отмечалось, должно быть стандартизировано уже потому, что необходимо обеспечивать совместимость работы этих систем на телекоммуникационной сети. Необходимо также обеспечить преемственность одно и многоканальных оптических телекоммуникационных систем и возможность использования уже существующих оптических кабелей. В настоящее время стандартизирован частотный план систем, с расстоянием между соседними каналами не менее 100 ГГц (0,8 нм). В табл. 10.1 показаны сетки этого плана с различной разреженностью каналов. Все сетки, кроме одной (500/400), имеют равноудаленные каналы. Равномерное распределение каналов позволяет оптимизировать настройку перестраиваемых лазеров, облегчить реализацию волновых мультиплексоров и демультимплексоров и других элементов. Кроме того, равномерное распределение каналов облегчает наращивание мощности оптической сети. Расстояние между каналами, достаточное для устранения взаимных влияний, определяется многими факторами. Во-первых, оно зависит от скорости передачи по дан-

## Часть 2. Синхронные ЦТС

ному каналу. Действительно, даже если излучение лазера абсолютно стабильно и монохроматично, ширина спектра канала определяется боковыми полосами частот модуляции оптической несущей информационными импульсами.

Таблица 10.1

**Сетки плана с различной разреженностью каналов**

Частота, ТГц	Интервал между каналами при числе каналов $n$ , ГГц					Длина волны, нм	
	100 $n > 8$	200 $n > 4$	400 $n = 4$	500/400 $n = 8$	600 $n = 4$		1000 $n = 4$
196,1	*	*					1528,77
196,0	*						1529, 55
195,9	*	*					1530,33
195,8	*						1531,12
195,7	*	*					1531,90
195,6	*						1532,68
195,5	*	*			*	*	1533,47
195,4	*						1534,25
195,3	*	*		*			1535,04
195,2	*						1535,82
195,1	*	*					1536,61
195,0	*						1537,40
194,9	*	*			*		1538,19
194,8	*			*			1538,98
194,7	*	*					1539,77
194,6	*						1540,36
194,5	*	*				*	1541,35
194,4	*						1542,14
194,3	*	*		*	*		1542,94
194,2	*						1543,73

## Глава 10. СЦТС со спектральным уплотнением ОВ

Частота, ТГц	Интервал между каналами при числе каналов $n$ , ГГц						Длина волны, нм
	100 $n > 8$	200 $n > 4$	400 $n = 4$	500/400 $n = 8$	600 $n = 4$	1000 $n = 4$	
194,1	*	*					1544,53
194,0	*						1545,32
193,9	*	*	*	*			1546,12
193,8	*						1546,92
193,7	*	*	*		*		1547,72
193,6	*						1548,51
193,5	*	*	*			*	1549,32
193,4	*			*			1550,12
193,3	*	*	*				1550,92
193,2	*						1551,72
193,1	*	*	*		*		1552,52
193,0	*			*			1553,33
192,9	*	*	*				1554,13
192,8	*						1554,94
192,7	*	*	*				1555,75
192,6	*						1556,55
192,5	*	*	*	*	*	*	1557,36
192,4	*						1558,17
192,3	*	*	*				1558,98
192,2	*						1559,79
192,1	*	*		*			1560,61

Экспериментально установлено, что искажения формы импульсов будут допустимы, если полоса пропускания канала составит величину не менее учетверенной тактовой частоты модулирующего сигнала. При передаче потока со скоростью 10 Гбит/с ширина полосы будет около 0,3 нм. Если учесть также относительную нестабильность дли-

## Часть 2. Синхронные ЦТС

ны волны излучения, равную примерно 0,1 нм, и столько же положить на ширину немодулированного спектра излучения, то диапазон волн, занимаемый одним каналом, окажется равным 0,5 нм, без учета допусков на другие факторы.

Самое плотное расположение каналов, указанное в табл. 10.1, соответствует расстоянию между ними примерно 0,8 нм. Таким образом, стандартная наибольшая скорость передачи по каналу в этом случае должна быть не более 10 Гбит/с (STM-64).

Диапазон с центральной волной 1550 нм носит название *стандартного диапазона* или диапазона С (1529...1560 нм). Кроме него в окне прозрачности стандартизированы также *коротковолновый диапазон* или диапазон S (1460...1529 нм), *длинноволновый диапазон* L (1560...1625 нм) и *сверхдлинноволновый* – U (1625...1675 нм).

**Параметры линейного тракта** для систем с плотным волновым уплотнением в настоящее время стандартизированы. Определены интерфейсы компонентных потоков (на входах мультиплексора и выходах демультиплексора), интерфейсы групповых потоков на выходе мультиплексора и входе в оптическую линию, а также на выходе оптической линии и входе аппаратуры. Значения параметров указанных интерфейсов приведены в табл. 10.2...10.4

Таблица 10.2

**Значения параметров оптических стыков компонентных потоков на передаче**

Параметр	Скорость передачи цифрового сигнала, Мбит/с		
	≤ 622	2500	10000
1. Уровень выходной мощности, дБм:			
максимальный	+3,0	+3,0	+3,0
минимальный	-5,0	-5,0	-5,0
2. Ширина спектра на уровне -20 дБ, при расстоянии между оптическими каналами, не более, ГГц:			
≥ 200 ГГц	14,0	20,0	40,0
100 ГГц	14,0	20,0	40,0
50 ГГц	14,0	20,0	30,0

### Глава 10. ЦТТС со спектральным уплотнением ОВ

Параметр	Скорость передачи цифрового сигнала, Мбит/с		
	≤ 622	2500	10000
3. Коэффициент гашения, не менее, дБ	8,2	8,2	8,2
4. Коэффициент подавления боковой моды, не менее, дБ	30,0	30,0	30,0
5. Отклонение центральной частоты оптического канала при расстоянии между оптическими каналами, не более, ГГц:			
≥ 200 ГГц	±20,0	±20,0	±20,0
100 ГГц	±10,0	±10,0	±10,0
50 ГГц	±10,0	±10,0	±5,0
6. Затухание отражения, не менее, дБ	24,0	24,0	24,0
<i>Примечание.</i> Значения параметров при расстоянии между оптическими каналами 25 ГГц изучаются			

Таблица 10.3

#### Значения параметров оптических стыков компонентных трактов на приеме

Параметры	Скорость передачи цифрового сигнала, Мбит/с		
	≤ 622	2500	10000
1. Уровень чувствительности при $K_{\text{осл}} = 10^{-12}$ , не более, дБм	-23	-15	-12
2. Уровень перегрузки при $K_{\text{осл}} = 10^{-12}$ , не менее, дБм	-8	0	0
3. Коэффициент отражения приемника, не более, дБ	-27	-27	-27

## Часть 2. Синхронные ЦТС

Таблица 10.4

### Значения параметров оптических стыков группового тракта на передаче

Параметр	Точка нормирования	
	выход оконечного оборудования	выход промежуточного оборудования
1. Уровень суммарной мощности, не более, дБм	+27	+27
2. Уровень мощности на один оптический канал, не более, дБм	+20	+20
3. Максимум различия уровней мощности в оптических каналах, не более, дБм	2,0	2,0
4. Оптическая переходная погрешность между оптическими каналами, не более, дБ	-30,0	-
5. Отношение оптических сигналов/шум в оптическом канале, не менее, дБ	20,0	20,0

Таблица 10.5

### Значения параметров оптических стыков группового тракта на приеме

Параметр	Точка нормирования	
	вход оконечного оборудования	вход промежуточного оборудования
1. Уровень суммарной мощности, не более, дБм	+1,0	+10,0
2. Уровень мощности на один оптический канал, не более, дБм: минимальный максимальный	-36,0 -15,0	-36,0 -15,0
3. Максимум различия уровней мощности в оптических каналах, не более, дБм	2,0	2,0

## Глава 10. ЦТТС со спектральным уплотнением ОВ

Параметр	Точка нормирования	
	вход оконечного оборудования	вход промежуточного оборудования
4. Оптическая переходная помеха между оптическими каналами, не более, дБ	-27,0	-
5. Отношение оптических сигнал/шум в оптическом канале, не менее, дБ	18,0	18,0

Нормирован частотный план для всех трех оптических диапазонов: S, C и L.

В табл. 10.6 приводятся параметры оптических усилителей передачи ОУПд, промежуточных ОПУ и усилителей приема ОУПр.

Нормированные параметры мультиплексоров/демультиплексоров представляет табл. 10.7, в табл. 10.8 приведены параметры так называемых двухканальных мультиплексоров, служащих для ответвления от основного потока группы каналов. Наконец, в табл. 10.9 приведены нормированные параметры мультиплексоров ввода/вывода.

Весьма важной задачей является задача выбора типа оптического волокна для системы с плотным спектральным уплотнением.

Наименее подходящим волокном для систем с плотным волновым уплотнением оказалось волокно с нулевой смещенной дисперсией (рекомендация G.653 МСЭ-Т), поскольку характерная для него нулевая дисперсия в диапазоне 1550 нм приводит к увеличению взаимного влияния каналов. Стандартное волокно (рекомендация G.652 МСЭ-Т) в большинстве случаев может использоваться, если его коэффициент дисперсии в используемом диапазоне волн не превышает 20 пс/нм·км. Волокно с минимизированными потерями в окне прозрачности 1550 нм (рекомендация G.654 МСЭ-Т), конечно, тоже может использоваться, но специально прокладывать его не следует. Стоимость этого волокна относительно велика, коэффициент дисперсии больше, чем у стандартного, а несколько меньшие потери в случае применения оптических усилителей заметного выигрыша не дают. Для систем с плотным волновым уплотнением специально было разработано волокно с ненулевой смещенной дисперсией (рекомендация G.655 МСЭ-Т). Однако, пока его стоимость относительно высока. С другой стороны, из технических данных выпускаемых в настоящее время систем, предназначенных для диапазона волн С, не видно преимуществ использования волокна данного типа.



**Значения параметров оптических усилителей**

Параметр	ОУПд	ОПУ	ОУПр
1. Уровень входной суммарной мощности, дБм: минимальный максимальный	-17,5 +16,0	-36,0 +10,0	-36,0 +1,0
2. Уровень выходной суммарной мощности, дБм: минимальный максимальный	+3,5 +27,0	+3,5 +27,0	-10,0 +17,0
3. Коэффициент усиления, дБ·м: минимальный максимальный	14,0 28,0	15,0 41,0	10, 33,0
4. Неравномерность коэффициента усиления в заданном диапазоне рабочих длин волн, не более, дБ	2,0	2,0	3,0
5. Коэффициент шума в заданном диапазоне рабочих длин волн (при минимальном суммарной уровне выходной мощности), не более, дБ	7,0	7,0	6,0
6. Коэффициент отражения на входе и выходе, не более, дБ	-30,0	-30,0	-30,0

Максимальное перекрываемое затухание секции без промежуточных усилителей составляет величину порядка 36 дБ, что при километрическом затухании стандартного волокна, равном 0,275 дБ/км, соответствует расстоянию порядка 130 км. Добавление одного промежуточного усилителя снижает величину перекрываемого затухания на участке примерно на 3 дБ или несколько менее (см. § 9.3). Максимальное число промежуточных усилителей в большинстве случаев составляет 5 (6 пролетов), что соответствует максимальному затуханию секции  $(36 - 3 \cdot 5) \cdot 6 = 126$  дБ или около 460 км.

Максимальные выходные уровни линейного оборудования могут достигать +21 дБм и более при полном числе мультиплексируемых каналов, минимальные уровни приема соответственно составляют величину порядка -15 дБ·м. Перепад уровней приема или передачи при включении одного или всех каналов определяется наличием в аппаратуре системы подпитки (см. § 10.1).

## Глава 10. СЦТС со спектральным уплотнением ОВ

Линейные усилители и усилители приема снабжаются обычно перестраиваемыми компенсаторами дисперсии (см. рис. 10.6), которые позволяют компенсировать дисперсию стандартного волокна (20 пс / нм км).

**Параметры интерфейсов мультиплексируемых потоков.** Одним из замечательных свойств систем с волновым уплотнением является их прозрачность по отношению к мультиплексируемым сигналам. Поэтому в систему могут вводиться потоки, соответствующие уровням СЦИ с первого по 64-й, АТМ, Gigabit Ethernet и другие. При этом, конечно, в технических требованиях системы оговариваются параметры соответствующих интерфейсов, но, как правило, они не отличаются от стандартных.

Таблица 10.7

**Значения параметров многоканальных оптических мультиплексоров/демультиплексоров**

Параметр	Количество оптических каналов									
	8		16		40		80		160	
	Расстояние между оптическими каналами, ГГц									
	200	200	100	100	50	50	100	100	50	
1. Отклонение центральной частоты оптического канала, не более, ГГц	±5,0				±3,0		±5,0		±3,0	
2. Вносимое затухание, не более, дБ	6,0	7,5		12,0		14,0		16,0		
3. Ширина полосы оптического канала, не менее, ГГц, на уровне: -3 дБ -20 дБ	50,0 80,0				25,0 40,0		50,0 80,0		25,0 40,0	

## Часть 2. Синхронные ЦТС

Параметр	Количество оптических каналов									
	8	16	40	80	160					
	Расстояние между оптическими каналами, ГГц									
	200	200	100	100	50	50	100	100	50	
4. Поляризационно-зависимые потери, не более, дБ	0,5									
5. Переходная помеха от смежного оптического канала, не более, дБ	-30,0									
6. Кумулятивная переходная помеха при максимальном числе действующих оптических каналов, не более, дБ	-25,0									
7. Коэффициент отражения на входе и выходе, не более, дБ	-30,0									
<p><i>Примечания.</i></p> <p>1. В зависимости от скорости цифрового сигнала в оптическом канале и расстоянием между оптическими каналами значения параметров по п.п.3 и 5 таблицы могут быть обеспечены применением источников с внешней модуляцией лазеров</p> <p>2. Значения параметров при расстоянии между оптическими каналами 25 ГГц изучаются</p>										

Таблица 10.8

### Значения параметров двухканальных оптических мультиплексоров/демультиплексоров

1. Вносимое затухание, не более, дБ	0,5
2. Изоляция между каналами, не менее, дБ	25,0
3. Коэффициент отражения на входе и выходе, не более, дБ	-40,0

## Глава 10. СЦТС со спектральным уплотнением ОВ

**Параметры сервисных каналов.** В большинстве современных систем волнового уплотнения предусмотрен независимый оптический контрольный канал на длине волны 1510 нм и скоростью передачи 1544 кбит/с. По этому каналу организуется до шести дуплексных каналов служебной связи (на скорости 64 кбит/с каждый), передача данных по конфигурации системы и передача предупреждающих сигналов. Коэффициент ошибок по битам при долговременном измерении в контрольном канале не должен превышать значения  $10^{-11}$ .

Таблица 10.9

### Значения параметров оптических мультиплексоров ввода/вывода

Параметр	Количество оптических каналов				
	8		16		40
	Количество ответвляемых/вводимых каналов, не более				
	4		8		16
	Расстояние между оптическими каналами, ГГц				
	200		200	100	100
1. Отклонение центральной частоты оптического канала, не более, ГГц	±5,0				±3,0
2. Вносимое затухание для ответвляемых/вводимых оптических каналов, не более, дБ для транзитных каналов, не более, дБ	6,0	7,5		8,0	
	12,0	15,0		16,0	
3. Ширина полосы оптического канала, не менее, ГГц, на уровне: -3 дБ -20 дБ	50,0 80,0				25,0 40,0
4. Поляризационно-зависимые потери, не более, дБ	0,5				
5. Переходная помеха от смежного оптического канала, не более, дБ	-30,0				

## Часть 2. Синхронные ЦТС

Параметр	Количество оптических каналов				
	8	16	40		
	Количество ответвляемых/вводимых каналов, не более				
	4	8	16		
	Расстояние между оптическими каналами, ГГц				
	200	200	100	100	50
6. Кумулятивная переходная помеха при максимальном числе действующих оптических каналов, не более, дБ	-27,0				
7. Коэффициент отражения на входе и выходе, не более, дБ	-30,0				
<p><i>Примечания.</i></p> <p>1. В зависимости от скорости цифрового сигнала в оптическом канале и расстоянием между оптическими каналами значения параметров по п.п.3 и 5 таблицы могут быть обеспечены применением источников с внешней модуляцией лазеров</p> <p>2. Значения параметров при расстоянии между оптическими каналами 25 ГГц изучаются</p>					

Как уже отмечалось в § 10.1, в мощных многоканальных системах в мультиплексируемые потоки могут дополнительно вводиться байты, позволяющие осуществлять самостоятельный мониторинг этих потоков и даже обнаруживать и устранять ошибки, возникшие на линии. Мощность создаваемых таким способом дополнительных потоков может превышать 700 Мбит/с на каждый поток 10 Гбит/с. Обработка информации, поступающей по этим потокам требует значительных машинных ресурсов. Интерфейсы подобных потоков в настоящее время далеки от стандартизации.

В заключение следует сказать, что внедрение многоканальных систем с волновым уплотнением идет очень интенсивно и в ближайшее время следует ожидать появления необходимых стандартов.

### 10.3. Переход к фотонным транспортным сетям

В настоящее время во всем мире происходит последовательный переход к фотонным телекоммуникационным сетям. Этот процесс охватывает не только транспортную сеть, но и сети доступа. Суц-

ность фотонизации заключается в том, что на физическом уровне во всех звеньях тракта передачи исключаются оптоэлектронные и электронно-оптические преобразования сигнала. Осуществление на практике этого принципа позволяет:

- увеличить на несколько порядков скорость передачи сигнала;
- повысить верность передачи за счет устранения помех преобразования;
- существенно повысить технико-экономические показатели и надежность оборудования систем передачи за счет исключения оптоэлектронных преобразователей.

Успешной фотонизации сетей способствует создание и интенсивное совершенствование элементов фотонной технологии:

- оптических коммутаторов и переключателей с управлением оптическим сигналом;
- оптических регенераторов и усилителей;
- систем спектрального уплотнения и маршрутизации оптических сигналов по длине волны;
- абонентских оптических терминалов.

Для реализации транспортной системы, которая выполняет функции оперативного переключения и мультиплексирования ввода-вывода, предлагается много технологий. Особый интерес представляют способы маршрутизация по длине волны, многократного использования длин волн, пакетного переключения с многократными пересылками сигнала.

Разработка и совершенствование элементной базы, на основе которой могут создаваться оптические коммутаторы, усилители, оптические фильтры, ответвители, оптические временные мультиплексоры и мультиплексоры по длине волны и так далее, позволяет постепенно перейти к полностью оптической обработке сигнала и создать оптические среды с колоссальной пропускной способностью.

За счет полностью оптической обработки сигнала можно осуществить реализацию систем с пропускной способностью 1...10 Тбит/с. Таким образом, могут быть созданы гибкие сети, имеющие возможность модульно увеличивать свою мощность до очень больших значений. Полностью оптические сети высоконадежны, их контроль, управление и техническое обслуживание располагают каналами передачи данных практически неограниченной емкости. На рис. 10.7 схематически изображено завоевание отдельных областей техники электросвязи оптическими средствами. Этот рисунок показывает, что к 2005 году практически не остается области связи, которая не была бы реализована в оптическом диапазоне, т.е. практически передача информации от абонента к абоненту или от

## Часть 2. Синхронные ЦТС



Рис. 10.7. Проникновение оптических технологий в телекоммуникационную технику

источника к потребителю будет осуществляться без оптоэлектронного преобразования.

Появление промышленных образцов оптических усилителей, обеспечивающих увеличение протяженности полностью оптических секций до нескольких сотен километров, и систем с плотным волновым уплотнением, реализующих принцип пассивной маршрутизации потоков, уже сейчас позволяет реализовывать фотонные участки транспортной сети. На рис. 10.8 показана возможность создания с помощью многоканальных систем полностью (а) и частично (б) совмещенных кольцевых структур. По мере совершенствования оптических коммутаторов и, следовательно, реализации оптической аппаратуры оперативного переключения (АОП) будет создаваться гибкая и эффективная фотонная транспортная сеть. Применение АОП позволяет трансформировать традиционные кольцевые структуры в ячеистые и, следовательно, обеспечивает более высокую гибкость сетевого управления, защиты и восстановления сети при повреждениях. Пример такой трансформации показан на рисунке 10.9. Заметим, что направления потоков в этой структуре может обеспечиваться пассивной маршрутизацией, т. е. назначением маршрута потоку с данной длиной волны посредством соединения

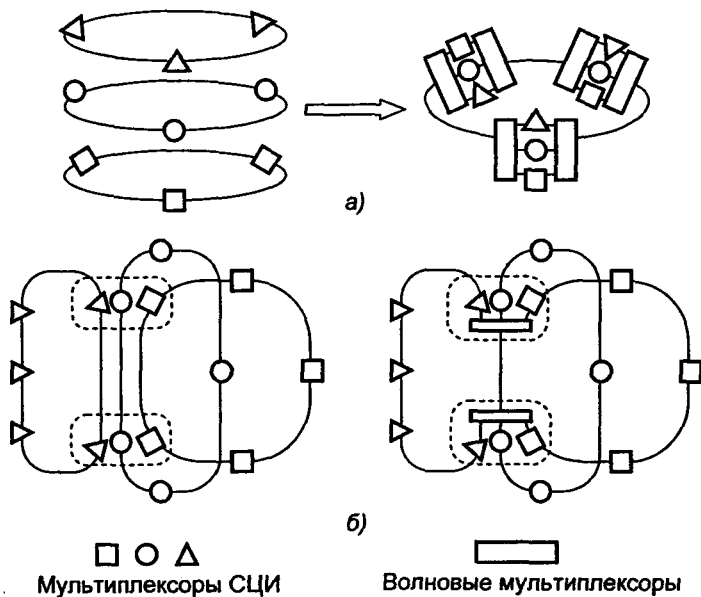


Рис. 10.8. Создание полностью (а) и частично совмещенных кольцевых структур (б)

в сетевых узлах выходов тех или иных оптических демультиплексоров с соответствующими входами мультиплексоров.

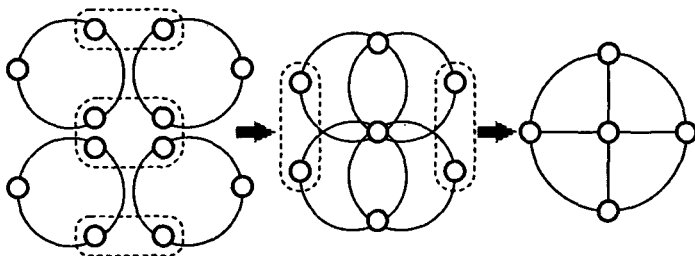


Рис. 10.9. Объединение кольцевых структур в ячеистую сеть на базе систем с волновым уплотнением

В конечном итоге создание фотонной транспортной сети, а затем и фотонной сети доступа позволит не только улучшить услуги предоставляемые абонентам в настоящее время, но и создать целый ряд новых.



## Глава 11

### СИНХРОНИЗАЦИЯ СЦТС

Проблемы синхронизации в сетях цифровых телекоммуникационных систем частично были рассмотрены в гл. 4. Для сетей синхронной цифровой иерархии сущность рассмотренных вопросов остается прежней, отличие заключается в системном подходе к организации синхронизма работы сетевых элементов. Прежде всего, отметим, что задача цикловой синхронизации СЦТС отличается от аналогичной задачи для плезиохронных систем лишь постольку, поскольку в синхронных системах циклы всех ступеней иерархии синхронны, а потому отсутствует последовательность вхождения в синхронизм, начиная с верхних ступеней, как в плезиохронной иерархии. Это, как известно, сокращает время вхождения системы в синхронизм и является одним из преимуществ синхронной цифровой иерархии. Задача тактовой синхронизации в сетях СЦИ, так же, как и в плезиохронных сетях, заключается в обеспечении согласованности по частоте задающих генераторов цифровых устройств, работающих на сети. Однако если в плезиохронных сетях можно ограничиться обеспечением согласованности задающего генератора приемника данного цифрового потока с задающим генератором передатчика этого же потока, то в синхронных сетях следует добиваться согласованности задающих генераторов всех сетевых устройств. Такая согласованность позволяет ускорить доступ к компонентным потокам, что так же является достоинством синхронных цифровых телекоммуникационных систем. Ниже будет рассмотрена система тактовой синхронизации сети СЦИ.

#### 11.1. Структура системы синхронизации

На сетях СЦИ используются все виды тактовой синхронизации: взаимная, автономная и принудительная, последняя подразделяется на виды «распределенный ведущий» и «ведущий – ведомый» (см. подпараграф 4.1.1). Как это будет показано далее, относительная нестабильность тактовой частоты должна быть весьма малой. Поэтому стоимость опорного генератора (*первичного эталонного генератора*, ПЭГ, PRC) оказывается весьма высокой. В связи с

этим от одного ПЭГ синхронизируется значительный участок сети СЦИ, например, региональный. Распределение синхросигнала осуществляется по линиям передачи – в ведомом узле из линейного сигнала извлекается составляющая тактовой частоты, которая и используется для синхронизации узлового задающего генератора. Таким образом, архитектура сети синхронизации имеет вид, показанный на рис. 11.1.

При прохождении синхросигнала по цепи синхронизации его качество ухудшается за счет накопления фазовых флуктуаций. Частично они могут быть подавлены вторичными генераторами (*вторичными задающими генераторами*, ВЗГ или блоками обеспечения синхронизацией, SSU). Считается, что качество синхросигнала будет приемлемым, если отдельная цепь синхронизации соответствует эталонной (рис. 11.2). Очевидно, при создании сети синхронизации надо стремиться к тому, чтобы ее отдельные ветви были бы возможно короче. Поэтому если внутри узла имеется несколько сетевых элементов, их генераторы должны синхронизироваться

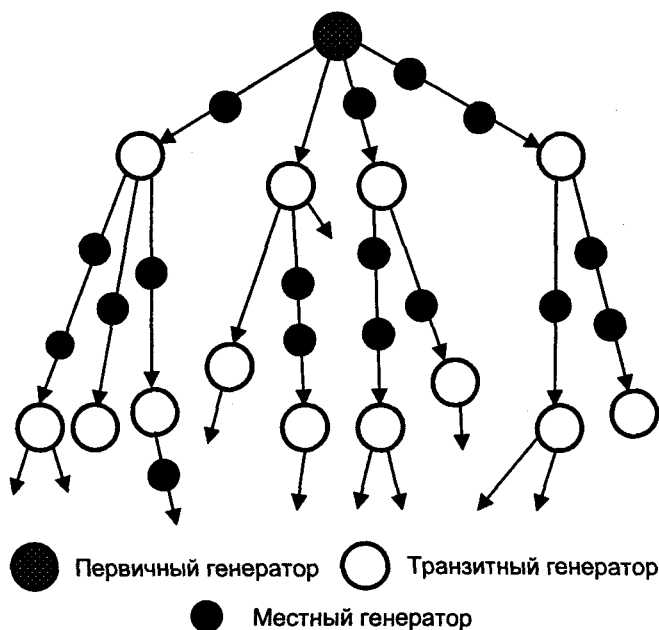


Рис. 11.1. Архитектура сети синхронизации



Рис. 11.2. Эталонная цепь синхронизации

методом «распределенный ведущий», т.е. внутриузловая сеть синхронизации должна быть звездообразной, как показано на рис. 11.3.

Таким образом, все генераторы на сети синхронизации располагаются на трех иерархических уровнях: верхний уровень занимает первичный эталонный генератор ПЭГ, ко второму уровню принадлежат вторичные задающие генераторы ВЗГ, а к третьему – генераторы мультиплексов – *местные задающие генераторы* МЗГ (задающие генераторы оборудования, SEC, SETS). Вторичные задающие генераторы подразделяются на два типа: транзитные сетевые таймеры (TNC) и локальные (местные) сетевые таймеры (LNC).

В отдельную группу могут быть выделены генераторы регенераторов. Это относительно простые устройства, обеспечивающее раздельное снабжение тактовыми последовательностями каждое направление передачи. Обычно такое устройство принимает опорный сигнал, выделенный из приходящего синхронного модуля STM-N, и формирует тактовые сигналы для всех блоков регенератора и его

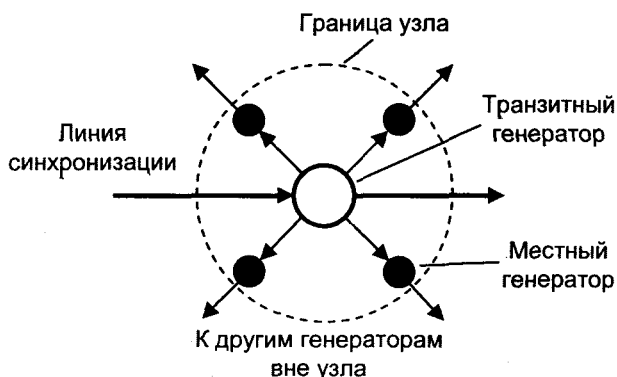


Рис. 11.3. Внутриузловая синхронизация

выходного интерфейса. Фазовые флуктуации, вносимые регенератором, незначительны, их учитывают только в очень длинных цепях (до 50 регенераторов). Поэтому регенераторы считаются «прозрачными» для сигналов синхронизации и не учитываются в эталонной цепи.

Первичный эталонный генератор представляет собой сложную систему, стабильность частоты его сигнала весьма высока (см. § 11.2). В системах СЦИ в качестве таких генераторов используются устройства, опорными элементами которых являются рубидиевые или цезиевые лазеры.

Генераторы второго уровня (блоки обеспечения синхронизацией, SSU), являясь внешними относительно мультиплексов устройствами. Они снабжаются системой подавления фазовых флуктуаций. Генераторы третьего уровня – генераторы мультиплексов (SEC или SETS), обычно имеют доступ ко многим источникам синхросигналов. Интерфейсы синхросигнала генератора мультиплексора условно показывает рис. 11.4. Во-первых, это два независимых внешних входа, по которым синхросигнал может быть получен от внешнего источника, например, от первичного генератора. Во-вторых, это опорные сигналы, выделяемые из линейных сигналов (STM-N), поступающих на линейные входы мультиплексора. В-третьих, это опорные сигналы, выделяемые из сигналов доступа, как синхронных (STM-1), так и плездохронных (2, 34, 140 Мбит/с).

Если происходит потеря всех внешних синхросигналов, генератор переходит в режим удержания (holdover), который характеризуется тем, что генератор оказывается как бы «замороженным», переход от частоты в момент потери синхросигнала к частоте свободных колебаний происходит относительно плавно. В режиме свободных колебаний стабильность частоты сигнала будет определяться собственным кварцевым резонатором генератора. Генератор мультиплексора вырабатывает тактовые сигналы для всех блоков мультиплексора и может передавать синхросигнал на внешние выходы, например, для синхронизации других устройств сетевого узла.

В каждом мультиплексоре для доступных источников синхросигналов определены приоритеты. Например, для генератора изображенного на рис. 11.4 могут быть установлены приоритеты в следующем порядке: внешний вход 1, внешний вход 2, линия 1, линия 2, линия 3, сигналы 2, 34, 140 Мбит/с. Если внешние источники синхросигнала изначально недоступны, генератор мультиплексора конфигурируется как независимый генератор с кварцевой стабилизацией (режим свободных колебаний).

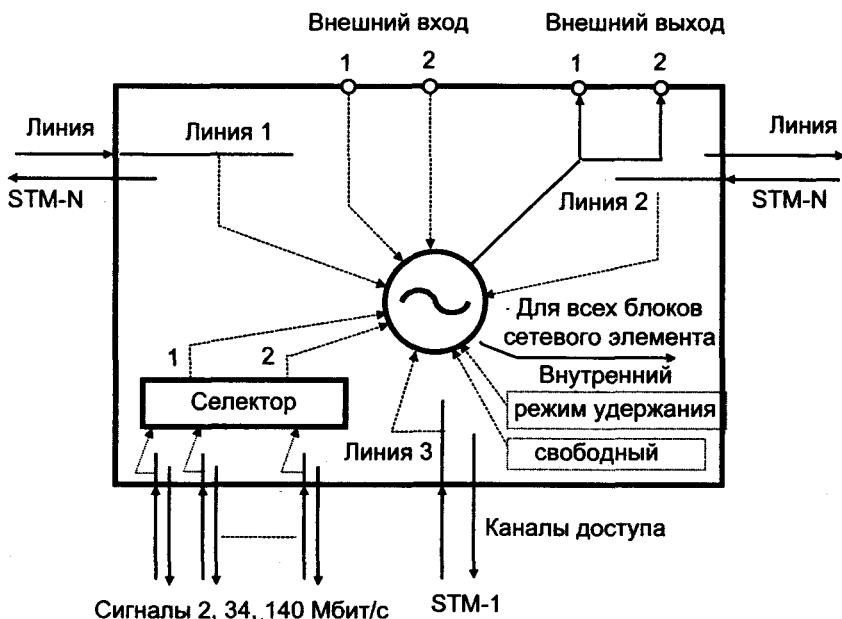


Рис. 11.4. Источники синхронизации генератора мультиплексора

В биты 5–8 байта S1 заголовка мультиплексовой секции MSON (см. § 7.5) автоматически вводится код, указывающий уровень качества Q синхросигнала, использованного для формирования данного STM-N.

В табл. 11.1 приведены значения этих кодов. Заметим, что уровень качества Q0 обычно соответствует оборудованию прежних выпусков, где байт S1 еще не был определен.

Для выбора опорного источника синхронизации из нескольких доступных используются следующие правила.

1. Из всех доступных источников выбирается источник с наивысшим качеством.

2. Если источников наивысшего качества несколько, из них выбирается источник с наивысшим приоритетом.

3. Источнику, полученному от аварийного сигнала, соответствует уровень качества Q6 вне зависимости от кода в байте S1.

4. В байтах S1 потока, направляемого навстречу потоку, из которого был выделен опорный сигнал для синхронизации данного мультиплексора, устанавливается уровень качества Q6.

Уровень качества Q	Код	Значение
2	0010	Первичный эталонный генератор, PRC
3	0100	Вторичный транзитный генератор, TNC
4	1000	Вторичный местный генератор, LNC
5	1011	Местный генератор (генератор мультиплексора в режиме удержания), SEC
6	1111	Для синхронизации не использовать
0	0000	Качество неизвестно
Другие значения кодов для будущего использования		

Перечисленные правила иллюстрируются рис. 11.5, на котором показана цепь синхронизации из пяти мультиплексоров, первый из которых синхронизируется от первичного эталонного генератора ПЭГ, а пятый содержит вторичный (транзитный) задающий генератор ВЗГ.

Прежде чем мы перейдем к требованиям, которые предъявляются к задающим генераторам СЦТС, остановимся кратко на автономном методе тактовой синхронизации. Автономный метод предполагает, что передатчик и приемник одного и того же тракта работают с независимыми задающими генераторами. Такая ситуация может складываться в случае соединения независимых подсетей СЦИ. Независимые подсети могут организовываться специально, например, как подсети территориально удаленных больших регионов, или возникать стихийно, в случае аварийной потери мультиплексорами синхронизирующих сигналов. При автономной синхронизации неизбежно расхождение тактовых частот, которое в общем случае через некоторое время приведет к смещению тактовых по-

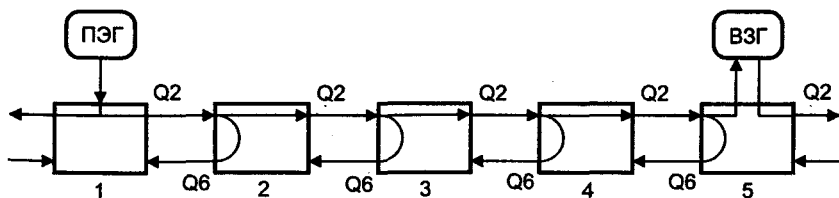


Рис. 11.5. Распределение параметра качества в линейной цепи синхронизации

ледовательностей приемника и передатчика на один тактовый интервал, т.е. к *битовому проскальзыванию*. Результатом битового проскальзывания является потеря циклового синхронизма с последующим его восстановлением, т.е. потери нескольких циклов передачи. Для минимизации этого явления специально образованные автономные подсети соединяют между собой через устройства *управляемого проскальзывания*. Устройства эти представляют собой буферы памяти, емкостью более одного цикла передачи. Если поток поступает с повышенной скоростью, буфер постепенно переполняется. Когда переполнение достигает размера одного цикла, содержимое буфера удаляется, но цикловая синхронизация при этом остается ненарушенной. Таким образом, происходит потеря одного цикла, а не нескольких циклов передачи. Если же поток поступает медленнее, чем считывается, то через цикл начинается повторное считывание цикла передачи. Это эквивалентно задержке передачи на время следования одного цикла также без потери цикловой синхронизации.

Частота появления проскальзываний  $T_{пр}$  прямо пропорциональна критическому интервалу расхождения тактовых последовательностей  $T_{кр}$  и обратно пропорциональна абсолютному значению алгебраической суммы относительных нестабильностей частот генераторов передатчика и приемника. Очевидно, для управляемого проскальзывания  $T_{кр}$  будет равна длительности цикла передачи, а для неуправляемого – длительности тактового интервала.

Ранее (см. подпараграф 4.1.5) были введены параметры, определяющие работу задающих генераторов. К ним относятся:

- кратковременная (период измерения  $\tau$  менее 10 тыс. с, обычно 1 с) нестабильность частоты;
- долговременная ( $\tau$  более 10 тыс. с, обычно 1 сут, 86400 с) нестабильность частоты;
- максимальная ошибка временного интервала за период  $\tau$  (МОВИ, МТІЕ);
- временная девиация за период  $\tau$  (ТДЕВ – среднеквадратическая ошибка временного интервала).

В соответствии с европейскими нормами параметры МТІЕ и ТДЕВ первичного эталонного генератора ПЭГ должны укладываться в маски, показанные на рис. 11.6. Заметим, что правая асимптота графика МТІЕ соответствует долговременной нестабильности частоты, равной  $10^{-11}$ . Если считать, что две автономные подсети СЦИ синхронизированы такими генераторами, то наименьшее время между двумя управляемыми проскальзываниями составит

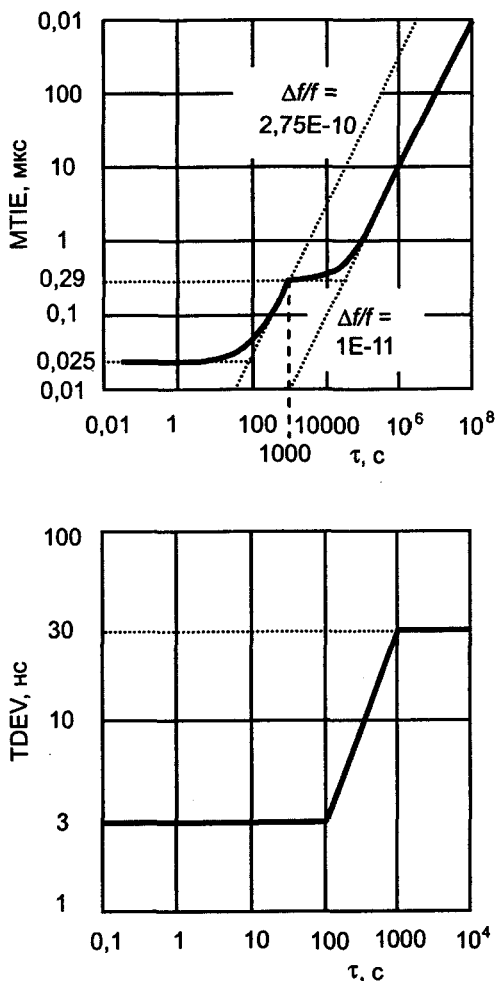


Рис. 11.6. Характеристики первичного генератора

(при уходе частот генераторов в противоположные стороны)  $125 \cdot 10^{-6} / 2 \cdot 10^{-11} = 6,25 \cdot 10^6 \text{ с} \approx 70 \text{ сут.}$  Как правило, сбой цикловой синхронизации в системе по другим причинам происходит гораздо чаще.

Если в сигнале хронирования, поступающего на входы вторичных транзитных и локальных задающих генераторов ВЗГ, нет ухудшений, то они функционируют идеально (относительная неста-



## Часть 2. Синхронные ЦТС

бильность частоты на их выходах не хуже, чем у ПЭГ –  $10^{-11}$ ). При функционировании в режиме удержания генераторы в общем случае характеризуются максимальной относительной ошибкой временного интервала МООВИ (MRTIE). Эта ошибка отличается от максимальной ошибки временного интервала МОВИ (см. подпараграф 4.1.5) тем, что величины отклонений временных интервалов в этом случае определяются относительно входного сигнала хронирования, а не сигнала идеального генератора. Максимальные значения MRTIE для ВЗГ не должны превышать значений, определенных по формуле

$$\text{MRTIE}(\tau) = A\tau + 0,5 \cdot B\tau^2 + C, \text{ нс,}$$

где  $\tau > 100$  с, а значения величин А, В и С приведены в табл. 11.2.

Таблица 11.2

Генераторы	А	В	С
Вторичный транзитный генератор, TNC	0,5 (соответствует начальному смещению частоты $5 \cdot 10^{-10}$ )	$1,16 \cdot 10^{-5}$ (соответствует дрейфу частоты в сутки $5 \cdot 10^{-9}$ )	1000
Вторичный местный генератор, LNC	10,0 (соответствует начальному смещению частоты $1 \cdot 10^{-8}$ )	$2,3 \cdot 10^{-4}$ (соответствует дрейфу частоты в сутки $2 \cdot 10^{-6}$ )	1000

Параметры MRTIE и TDEV генераторов мультиплексов – местных задающих генераторов МЗГ, должны укладываться в маски, представлены на рис. 11.7. В автономном режиме относительная нестабильность частоты МЗГ должна быть не хуже  $4,6 \cdot 10^{-6}$ , а в режиме удержания (в течение суток), не хуже  $5 \cdot 10^{-8}$ .

Генераторы регенераторов не имеют режима удержания. В автономном режиме относительная нестабильность частоты должна быть не более  $20 \cdot 10^{-6}$ .

К транзитным и местным генераторам, работающим в режиме внешней синхронизации, предъявляется ряд требований по чувствительности к девиации фазы, реакции на кратковременное пропадание синхросигнала и другие. Одним из важнейших параметров для режима внешней синхронизации является частотная характеристика коэффициента передачи фазовых флуктуаций. На рис. 11.8 приведена типовая форма такой характеристики (шкала частот характеристики логарифмическая). Элементы этой характеристики

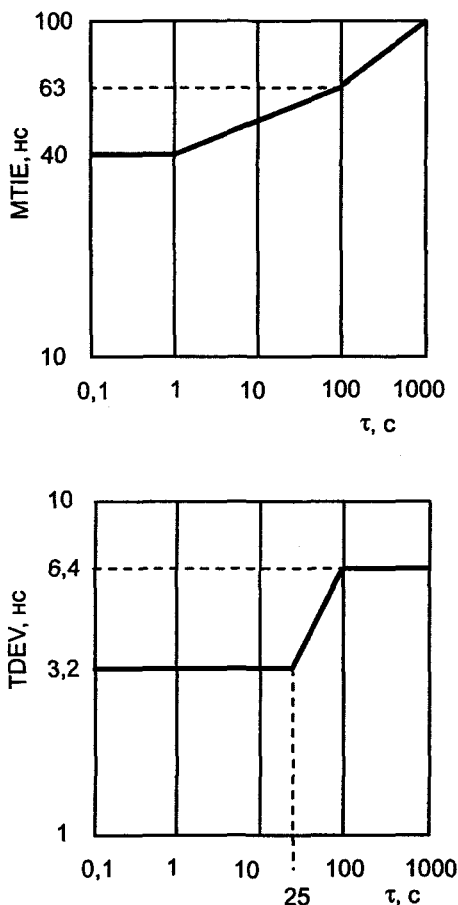


Рис. 11.7 Характеристики местного генератора

для генераторов различного типа уточняются. Величина  $x$  на данной характеристике соответствует усилению фазовых флуктуаций в диапазоне от  $f_1$  до  $f_5$ . Величина эта должна быть возможно меньше, так для ВЗГ она не должна превышать 0,2 дБ. Величина  $y$  соответствует полосе задерживания (подавлению соответствующих фазовых флуктуаций), значение  $y$  обычно нормируется ниже  $-20$  дБ. На первый взгляд следовало бы стремиться к уменьшению полосы пропускания системы (снижению частот  $f_1$  и  $f_5$ ) и увеличению крутизны участка между  $f_5$  и  $f_6$ . Однако, как показывает практика, это



Рис. 11.8. Типовая частотная характеристика передачи фазовых флукуаций

увеличивает время переключения источников синхросигналов в цепи мультиплексоров при аварийных ситуациях. Поэтому частоты  $f_1$  и  $f_5$  имеют значения соответственно не ниже 1 и 10 Гц, а крутизна участка между  $f_5$  и  $f_6$  не превышает 20 дБ на октаву.

## 11.2. Защита системы синхронизации

Система синхронизации должна оставаться работоспособной при возникновении аварийных ситуаций: отказах генераторного оборудования и обрывах цепей подачи синхросигналов. Для этого генераторное оборудование резервируется, а подача синхросигнала на каждый сетевой элемент осуществляется как минимум по двум альтернативным направлениям. Выбор источника синхросигнала сетевым элементом осуществляется по приведенным выше правилам: из всех доступных источников выбирается источник с наивысшим качеством, а из источников одинакового качества – источник с наивысшим приоритетом.

При проектировании сети синхронизации эти правила должны обязательно учитываться. Кроме того, при возможных отказах на сети должны быть исключены случаи подачи на один и тот же сетевой элемент двух сигналов одинакового качества и равного приоритета (исключены петли в сети синхронизации). В случае относительно простых сетей выполнение этих правил несложно, но для разветвленных структур задача значительно усложняется, и принимаемые решения требуют тщательной проверки. Заметим, что в

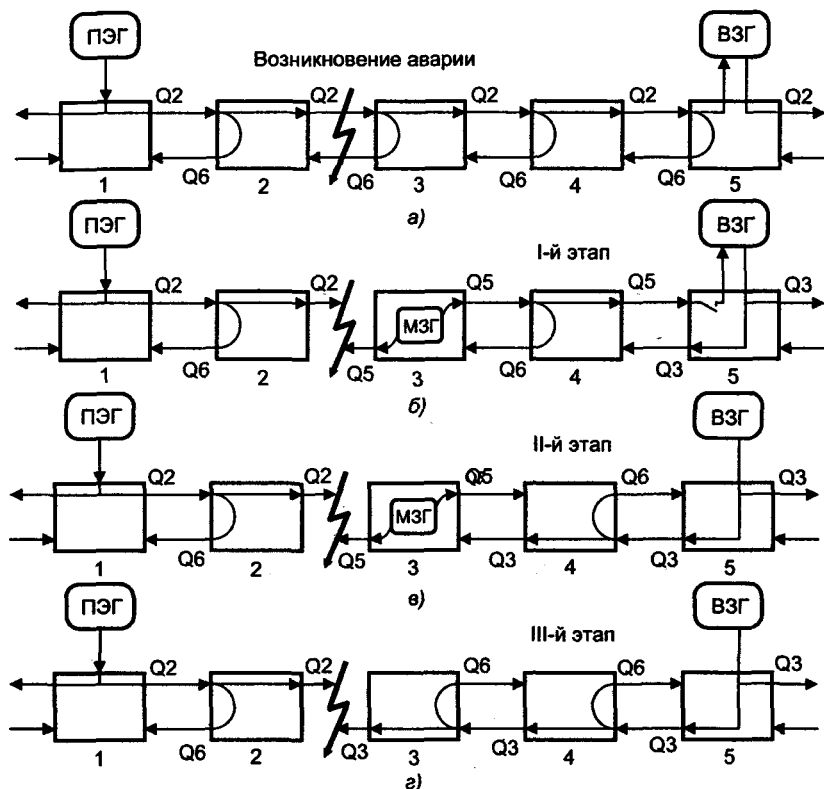


Рис. 11.9. Поэтапное переключение в линейной схеме синхронизации

настоящее время методика проектирования сетей синхронизации практически не разработана, поэтому во многих случаях для одной и той же транспортной сетевой структуры могут быть предложены различные схемы синхронизации. Окончательное решение должно быть принято после анализа всех возможных состояний полученных схем.

Рассмотрим характерные примеры восстановления сети синхронизации в линейной и кольцевой транспортной структуре. Вначале обратимся к линейной схеме, рассмотренной ранее (см. рис. 11.5). Предположим, что на участке между узлами 2 и 3 произошел обрыв линии, как это показано на рис. 11.9,а. В следующий момент времени (рис. 11.9,б) задающий генератор третьего узла, не получая сигнала синхронизации, переходит в режим удержания. При

этом в линейном потоке, передаваемом от узла 3 к узлу 4, устанавливается уровень качества  $Q5$  (местного задающего генератора МЗГ). Генератор пятого узла, конфигурированный как вторичный задающий генератор ВЗГ (уровень качества  $Q3$ ), ранее синхронизировался сигналом, выделенным из линейного потока, поступавшим от узла 4 и имевшим уровень качества  $Q2$ . Поскольку теперь на узел 5 от узла 4 поступает синхросигнал с уровнем качества  $Q5$ , происходит отключение этого сигнала, ВЗГ узла 5 переходит в режим удержания и линейным потоком, исходящим из узла 5, придается статус  $Q3$ . Указанные операции составляют первый этап восстановления синхронизма.

На втором этапе восстановления синхронизма (см. рис. 11.9,в) происходит переключение синхросигнала на узле 4. Вместо синхросигнала, поступавшего от узла 3, и имевшего уровень качества  $Q5$ , теперь используется синхросигнал из потока, приходящего от узла 5 и имеющего уровень качества  $Q3$ . Заметим, что если бы между узлами 3 и 5 располагался не один, а несколько узлов с местными задающими генераторами, то во всех этих узлах последовательно, начиная с ближайшего к узлу с ВЗГ, произошло бы аналогичное переключение используемых синхросигналов.

Последний, третий этап восстановления синхронизма (см. рис. 11.9,г), заключается в выходе МЗГ третьего узла из режима удержания и его переходу к синхронизации от сигнала с уровнем качества  $Q3$ , выделенного из потока, поступающего от узла 4. Таким образом, время восстановления синхронизации в линейной цепи тем больше, чем больше время переключения синхросигналов в узле и чем больше узлов, в которых должны произойти переключения синхросигналов, поскольку эти переключения происходят последовательно.

Обратимся к кольцевой транспортной структуре. На рис. 11.10,а приведена схема передачи синхросигналов от узла А, синхронизированного первичным эталонным генератором ПЭГ, по направлениям А-В-С-Д и А-Е. То, что узел Д получает синхросигнал от узла С, а узел Е от узла F, обеспечивается соответствующим присвоением приоритетов, поступающим на узлы синхросигналам (индексы  $P1$  и  $P2$  в кружках соответствуют первому и второму приоритетам).

При потере первичного эталонного генератора (см. рис. 11.10,б) местный генератор узла А переходит в режим удержания, что соответствует понижению уровня качества синхросигнала в исходящих из этого узла потоках с  $Q2$  до  $Q5$ . Поскольку на данной сети нет генераторов с уровнями выше МЗГ ( $Q5$ ), вся сеть остается синхронизированной от генератора узла А, но не от ПЭГ, как ранее, а от МЗГ.

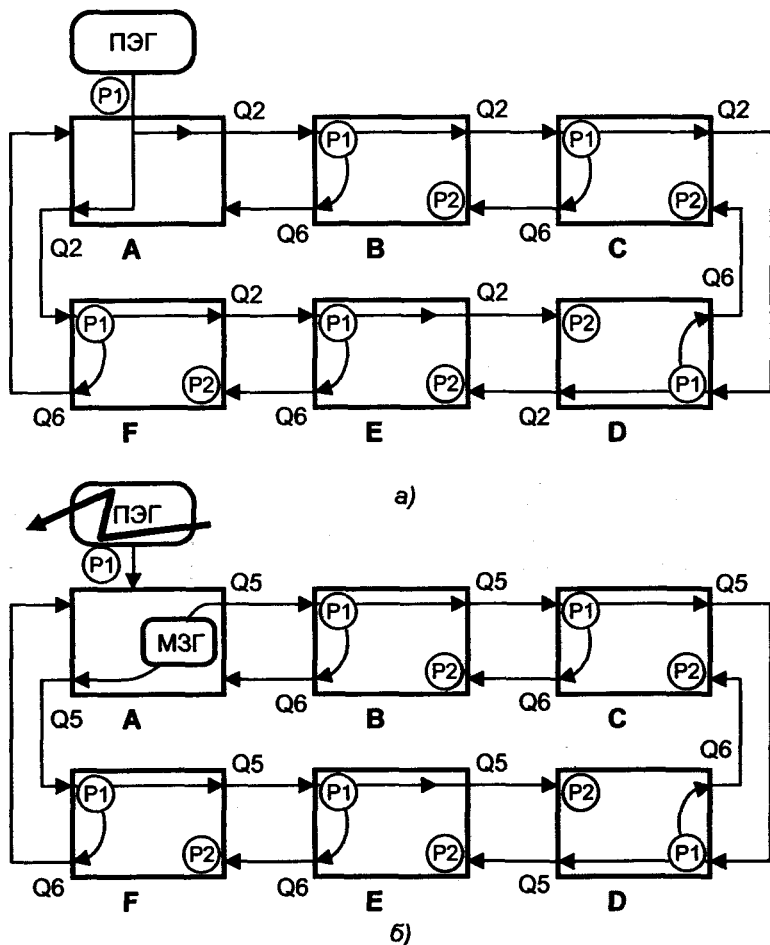


Рис. 11.10. Система синхронизации при отказе ПЭГ:  
 а – нормальное состояние; б – состояние при отказе ПЭГ

Заметим, что качество передачи по данной сети при такой замене источника синхронизации измениться мало. Однако если данная сеть связана с другими через буферные устройства, обеспечивающие управляемые проскальзывания, частота проскальзываний резко увеличится и составит  $125 \cdot 10^{-6} / (1 \cdot 10^{-11} + 4,6 \cdot 10^{-6}) \approx 27$  с, поскольку относительная нестабильность частоты МЗГ в свободном режиме допускается равной  $4,6 \cdot 10^{-6}$ .

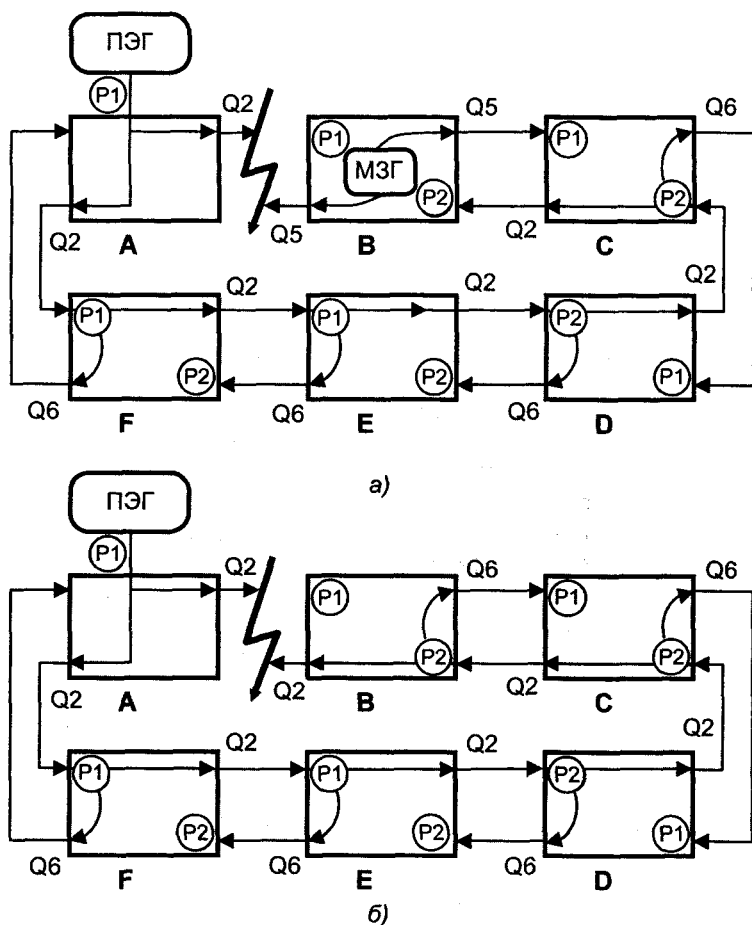


Рис. 11.11. Система синхронизации при отказе соединительной линии:  
 а – начало восстановления; б – установившееся состояние

На рис. 11.11 представлена та же кольцевая транспортная структура с таким же распределением синхросигналов, но при повреждении линии между узлами А и В. На первом этапе восстановления синхронизма (см. рис. 11.11,а) происходит переход МЗГ узла В в режим удержания и передача синхросигнала от этого генератора с уровнем качества Q5 на узлы С и D. Но, поскольку на узел D поступает сигнал с уровнем качества Q2, его МЗГ, в соответствии с

правилами переключения синхросигналов, синхронизируется по сигналу наивысшего качества и передает поток с синхросигналом качества  $Q2$  на узел  $C$  и далее на узел  $B$ . На втором, заключительном этапе восстановления синхронизма (см. рис. 11.11,б), местный генератор узла  $B$  выходит из режима удержания и синхронизируется сигналом с уровнем качества  $Q2$ , поступающим от узла  $C$ .

В заключение еще раз отметим, что точной методики построения сети синхронизации пока не существует. Поэтому в каждом конкретном случае необходимо полностью анализировать (для всех возможных состояний отказа) каждый предлагаемый вариант построения сети синхронизации. При этом необходимо учитывать особенности переключения синхросигналов в выбранном оборудовании. Например, в некоторых видах оборудования реализуются реверсивный и нереверсивный способы переключения. Первый из них предполагает автоматический возврат к источнику синхросигнала высшего качества, после того, как его работа восстановилась. При этом заранее может быть установлен временной интервал ожидания возвратного переключения. Нереверсивный способ переключения предполагает только аварийное автоматическое переключение, возврат к источнику синхросигнала высшего качества осуществляется вручную. Такие способы позволяют устранить неконтролируемые переключения в случае, если по каким-либо причинам оказываются доступными источники одинакового качества с одинаковым приоритетом (образование замкнутой петли в трассе передачи синхросигнала).



## Глава 12

### УПРАВЛЕНИЕ ЦИФРОВЫМИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫМИ СИСТЕМАМИ

Система управления сетями электросвязи (TMN) концептуально представляет собой отдельную инфраструктуру, которая взаимодействует с сетью электросвязи в нескольких различных точках с помощью сети передачи данных и допускает использование части сети для обеспечения своих связей. Организационная структура TMN обеспечивает согласованное взаимодействие между различными типами систем управления и оборудованием сети электросвязи.

Внедрение систем управления сетями электросвязи на основе идеологии TMN является одной из важнейших задач развития сетей электросвязи России.

#### 12.1. Модель управления сетью

Функционирование любой сети (сети плезеохронной и синхронной цифровых иерархий не являются исключением) невозможно без ее обслуживания на различных уровнях. Обслуживание сети сводится в общем случае к автоматическому, полуавтоматическому или ручному управлению сетью, ее тестированию и сбору статистики о прохождении сигнала и возникающих неординарных или аварийных ситуациях, а также менеджменту (или административному управлению). Эти функции в свою очередь невозможно осуществить без сигнализации различного рода о состояниях системы, например сигнализации о возникновении аварийного состояния. Сигнализация должна осуществляться по специальным встроенным или зарезервированным для этого каналам, связывающим управляющие (оперирующие на сети, *операционные*) системы ОС и управляемые системы или *сетевые элементы СЭ*.

Задачи управления классифицируются по уровням: физическому, логическому, информационному и административному. Два последних уровня относят к особой категории управления – менеджменту. Для решения указанных задач необходимо разработать модель сети и описать типы интерфейсов связи, необходимые для реализации функций управления на различных участках сети.

В отличие от существующих плезиохронных систем, не имеющих стандартных систем управления, системы управления синхронной иерархии опираются на достаточно проработанные в настоящее время стандарты. Эти стандарты определяют модель управления, интерфейсы, схему взаимодействия и функции блоков и каналов управления.

Общая схема сети управления телекоммуникациями (TMN) может быть представлена четырехуровневой моделью управления, где каждый уровень выполняет определенную функцию, представляя верхнему уровню последовательно обобщаемую нижними уровнями картину функционирования сети. Это следующие уровни:

- бизнес-менеджмент (верхний уровень управления экономической эффективностью сети – BOS);
- сервис-менеджмент (уровень управления сервисом сети – SOS);
- сетевой менеджмент (уровень систем управления сетью – NOS);
- элемент-менеджмент (нижний уровень элемент менеджеров ЭМ или систем управления элементами сети – EOS).

Функционирование каждого верхнего уровня в этой иерархии основано на информации уровня лежащего ниже, передаваемой через интерфейс между этими уровнями.

Бизнес-менеджер BM обеспечивает мониторинг и управление типами сервиса, а также формирование запросов на уровень сервиса, лежащий ниже, на изменение вида сервиса.

Сервис-менеджер SM обеспечивает традиционные для сетей виды сервиса – телефонный сервис, передачу данных различного вида и другие.

Сетевой менеджер NM, или система управления сетью NMS управляет сетевым уровнем или сетью в целом.

Элемент-менеджер ЭМ осуществляет управлением отдельными элементами сети СЭ, т.е. оборудованием (мультиплексорами, коммутаторами, регенераторами и так далее) сети.

Сетевые элементы и сервис менеджеры формируют *ядро сети управления телекоммуникациями* – TMN. Система управления сетями электросвязи обеспечивает функции менеджмента и управления для телекоммуникационных сетей и сервиса и предлагает связь между TMN и этими сетями и сервисом.

### 12.2. Архитектура TMN

Основная концепция TMN заключается в формировании такой архитектуры, которая позволит связать различные типы управляющих систем ОС – EOS, NOS, SOS, как между собой, так и с элементами се-

ти СЭ (сетевым оборудованием) для обмена управляющей информацией с помощью стандартных интерфейсов, протоколов и сообщений.

Общая схема управления телекоммуникационными сетями TCN с помощью сети управления TMN приведена на рис. 12.1. Как видно из рисунка, управляющие системы ОС могут быть связаны между собой через общую сеть передачи данных СПД, которая, в свою очередь, управляется рабочей станцией РС. Сеть передачи данных связывает ОС с различным аналоговым и цифровым телекоммуникационным оборудованием, объединенным в общую телекоммуникационную сеть TCN. Предполагается, что TMN будет поддерживать пять типов менеджмента и управления:

- управление рабочими характеристиками систем;
- управление отказами и обеспечение надежности работы систем;
- управление конфигурацией систем;
- менеджмент бухгалтерской отчетности и тарификации (биллинга) в системе;
- управление безопасностью систем и обеспечение конфиденциальности информации, циркулирующей в ней.

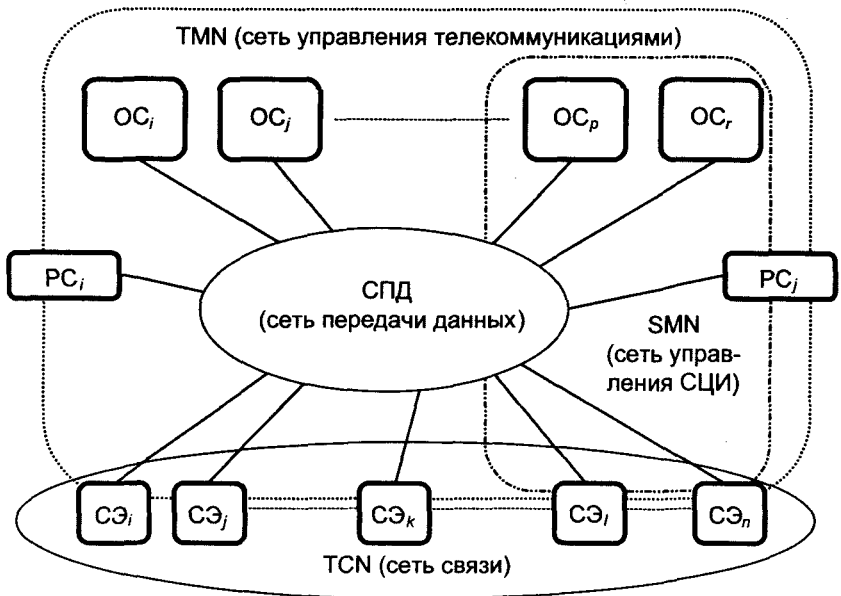


Рис. 12.1. Общая схема управления телекоммуникационными сетями: ОС – управляющая система; СЭ – сетевой элемент; РС – рабочая станция

## Глава 12. Управление ЦТС

Архитектура TMN рассматривается в трех аспектах:

- функциональном, определяющим состав функциональных блоков, позволяющий реализовать сеть TMN любой сложности;
- информационном, основанном на объектно-ориентированном подходе и принципах взаимодействия открытых систем;
- физическом, описывающем реализуемые интерфейсы и примеры физических компонентов TMN. Функционально TMN обеспечивает следующие возможности:
  - обмен управляющей информацией между сетью электросвязи и TMN;
  - преобразование управляющей информации из одного формата в другой с целью придания последней заданного характера;
  - передача управляющей информации между функциональными узлами внутри TMN;
  - анализ и преобразование управляющей информации в форму, удобную для пользователя;
  - доставку управляющей информации пользователю с последующим представлением ее в соответствующем изображении;
  - защиту управляющей информации от несанкционированного доступа.

Эти функции обеспечиваются совокупностью функциональных блоков, логически связанных между собой, и образующих функциональную архитектуру TMN. Типы функциональных блоков и опорные точки их соединения приведены в табл. 12.1.

Таблица 12.1

Типы блоков	ФСЭ	ФСУ	ФУВ	ФQAq3	ФQAqx	ФРС	Вне TMN
ФСЭ (сетевого элемента)		q3	qx				
ФСУ (поддержки системы управления или операционной системы)	q3	q3, x	q3	q3		f	
ФУВ (устройства взаимодействия)	qx	q3	qx		qx	f	

## Часть 2. Синхронные ЦТС

Типы блоков	ФСЭ	ФСУ	ФУВ	ФQAq3	ФQAqx	ФРС	Вне TMN
ФQAq3 (Q-адаптера с интерфейсом Q <sub>3</sub> )		q3					m
ФQAqx (Q-адаптера с интерфейсом Q <sub>x</sub> )			qx				m
ФРС (рабочей станции)		f	f				g
Вне TMN				m	m	g	
<p>x – опорная точка, соединяющая блоки ФСУ, принадлежащие различным TMN;  g – опорная точка между ФРС и пользователем, не входящим в TMN;  m – опорная точка между ФQA и управляемыми объектами вне TMN.</p>							

Блок функции сетевого элемента ФСЭ состоит из двух частей: одна часть блока, находящаяся вне TMN обеспечивает функции телекоммуникаций; другая часть, принадлежащая TMN, должна обеспечивать прикладные функции поддержки сетевых элементов и общие функции хранения и обработки информации.

Блок функции системы поддержки управления ФСУ, называемый иногда блоком функций операционной системы (ФОС), обеспечивает обработку информации, выделенную в ходе наблюдения, контроля и координирования (генерации изображения) сетевых элементов при поддержке общих функций обработки, хранения и защиты информации от несанкционированного доступа.

Блок функции рабочей станции ФРС обеспечивает поддержку взаимодействия TMN с пользователями и общие функции обработки, извлечения и защиты информации от несанкционированного доступа.

Блок функции устройства взаимодействия ФУВ воздействует на информацию, проходящую между блоками ФСУ и ФСЭ (или ФQA). Трансформация информации обеспечивается средствами накопления, адаптации, фильтрования и сжатия при поддержке общих функций хранения и обработки информации.

Блок функции Q-адаптера ФQA обеспечивает соединение блоков функций, подобных ФСУ и ФСЭ, но не принадлежащих TMN. Трансляция информации, по возможности, поддерживается общей функцией хранения.

Блок функции передачи данных ФПД обеспечивает средства для передачи данных, для перемещения управляющей информации между блоками функций.

В функциональной архитектуре TMN также отражены опорные точки. Они определяют границы услуг между блоками и идентифицируют информацию, проходящую между этими блоками.

Информационная архитектура TMN использует механизм обмена управляющей информацией, основанный на объектно-ориентированном методе обмена. Прием блоков данных (сообщения, запросы) сопровождается обработкой данных и выдачей ответного сообщения.

В специфической области управления (при поддержке взаимосвязи между управляемыми объектами и управляемыми ресурсами) процессы управления должны брать на себя роль менеджера, либо роль агента. Роль менеджера должна отводиться той части информационного обеспечения, которая создает директивы управления и получает уведомления. Роль агента должна отводиться той части информационного обеспечения, которая реагирует на директивы, посылаемые менеджером, и выдает обратно ответные уведомления, отражающие поведение управляемых объектов.

Один менеджер может обмениваться информацией с несколькими агентами, и один агент – с несколькими менеджерами. Менеджер может играть роль агента по отношению к менеджеру более высокого уровня. В любом случае менеджер должен активизировать процессы управления и быть подготовленным к управлению отрицательными откликами агента (по причине защиты информации от несанкционированного доступа). Агент должен фильтровать директивы управления и транслировать ответные уведомления. Принцип взаимосвязи между менеджером, агентом и объектом управления иллюстрируется рис. 12.2. Этот принцип присущ взаимосвязи функциональных блоков в TMN.

Для TMN характерно наличие множества управляемых объектов, подлежащих контролю. Эффективность такого контроля обеспечивается:

- разделением сферы управления на функциональные области в соответствии с категориями управления, либо в соответствии с географической, технологической или организационной структурой управляемых объектов;
- назначением менеджеров и агентов с возможной модификацией их ролей для каждой функциональной области управления;
- применением последовательного контроля.

## Часть 2. Синхронные ЦТС

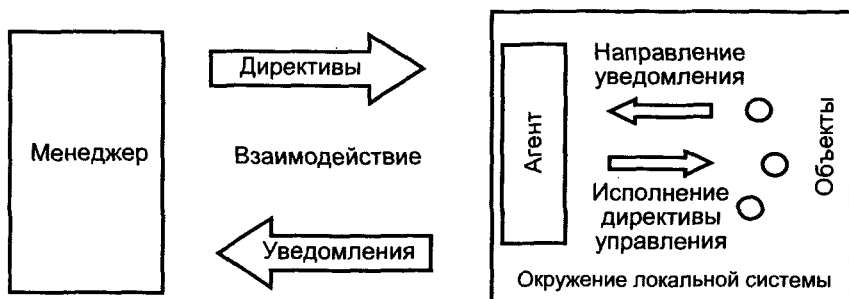


Рис. 12.2. Взаимосвязь между менеджером, агентом и объектом

На основе функциональной и информационной архитектуры создается физическая архитектура TMN. Физическая архитектура TMN является результатом физической реализации функциональных блоков ФСУ, ФСЭ, ФУВ, ФQA и функции передачи сообщений ФПС в такие физические конфигурации, как автономная система поддержки управления (СУ), автономное устройство взаимодействия (УВ), Q-адаптер (Q-A), сеть передачи данных (СПД), сетевой элемент (СЭ). Взаимосвязь между физическими и функциональными блоками представлена в табл. 12.2, а на рис. 12.3 приведена схема физической архитектуры TMN.

В этой схеме операционная система ОС взаимодействует с телекоммуникационными сетями через три типа стандартных интер-

Таблица 12.2

Конфигурация	ФСЭ	ФУВ	ФQA	ФСУ	ФРС
Сетевой элемент (СЭ)	О	Н	Н	Н	Н <sup>1)</sup>
Устройство взаимодействия (УВ, медиатор МД)		О	Н	Н	Н
Q-адаптер (Q-A)			О		
Система поддержки управления (операционная система ОС)		Н	Н	О	Н
Рабочая станция (РС)					О

О – взаимосвязь обязательна;  
 Н – взаимосвязь необязательна;  
<sup>1)</sup> для функции передачи сообщений ФПС должен быть предоставлен либо блок ФУВ, либо блок ФСУ.

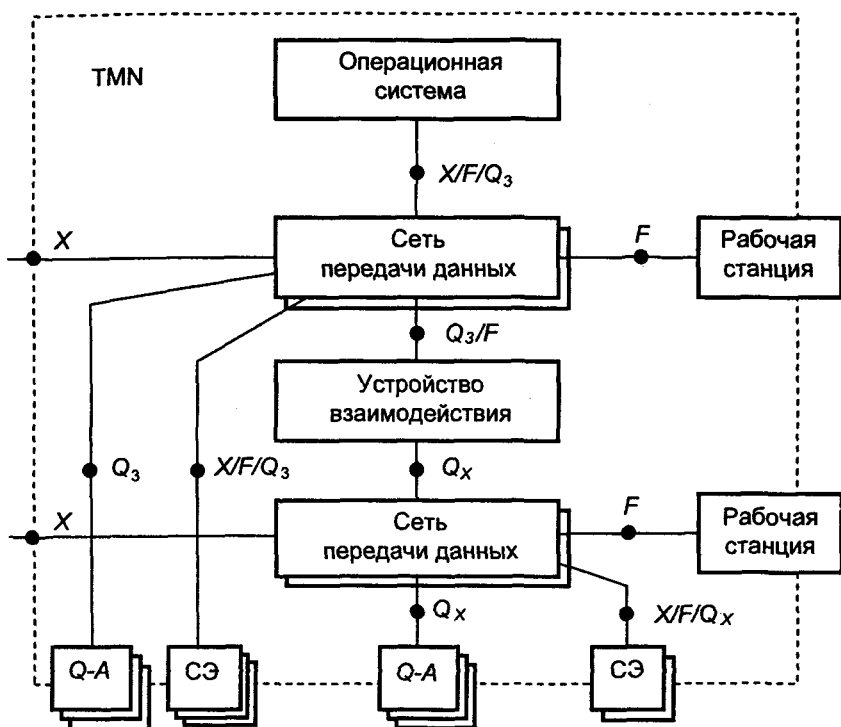


Рис. 12.3. Обобщенная физическая архитектура TMN

фейсов  $X$ ,  $F$  и  $Q_3$ , соответствующих опорным точкам  $x$ ,  $f$  и  $q_3$ . Взаимодействие осуществляется через сеть передачи данных (СПД). Сеть передачи данных может состоять из нескольких связанных между собой подсетей различного типа. Например, это могут быть подсети, образованные встроенными каналами управления (байты D секционных заголовков синхронных транспортных модулей в сетях СЦИ).

Через интерфейс  $F$  сеть передачи данных связана с рабочей станцией, которая играет роль монитора управляющей системы. Через интерфейсы  $F$  и  $Q_3$  СПД могут быть напрямую связаны с сетевыми элементами СЭ. Если сетевой элемент не принадлежит к сети СЦИ, связь с ним может осуществляться через  $X$  интерфейс. Через интерфейс  $Q_3$  СПД связана с  $Q$ -адаптерами  $Q-A$ , позволяющими подключать оборудование, имеющее несовместимые с TMN



интерфейсы. Наконец, через интерфейсы  $Q_3$  и  $F$  сеть передачи данных подключается к устройствам взаимодействия УВ.

Устройства взаимодействия позволяют соединять между собой СПД, поддерживающие различные интерфейсы. В данном случае соединены сети, одна из которых поддерживает интерфейс  $Q_3$ , а другая –  $Q_x$ .

Вторая сеть, поддерживающая интерфейсы  $X/F/Q_x$ , также подключена к  $Q$ -адаптерам, сетевым элементам, рабочей станции и имеет выход во «внешний мир». Заметим, что информационная модель для интерфейса  $Q_x$  потенциально должна быть такой же, как и для  $Q_3$ . Однако на интерфейсе  $Q_x$  обычно реализуется меньше функций, чем могут поддерживать протоколы и в меньшей степени используется общая информационная модель взаимодействия открытых систем.

Устройства взаимодействия (медиаторы) и  $Q$ -адаптеры являются устройствами преобразования интерфейсов. Их различие заключается в следующем.

$Q$ -адаптер ( $Q$ -А) должен обеспечивать подсоединение к ОС объектов, которые не обеспечивают стандартные интерфейсы ТМН. Он должен поддерживать стандартные интерфейсы  $Q_3$  и  $Q_x$ , а также располагать средствами для поддержки внешних интерфейсов, таких как простые датчики, индикаторы или визуальные и звуковые устройства оповещения.

Медиатор (устройство взаимодействия) должен обеспечивать процесс обработки информации, передаваемой между ОС и СЭ или  $Q$ -А, а также предоставлять локальные функции управления для СЭ. Медиатор использует стандартные интерфейсы и может быть реализован в отдельном устройстве или в сетевом элементе. Обычно медиатор выполняет одну из следующих задач: обеспечение функций управления группой однородных элементов сети (например, модемы или оборудование передачи) или обеспечение функций управления одного элемента сети (например, цифровая станция коммутации).

Медиаторы могут быть реализованы в виде каскадных устройств, использующих стандартные интерфейсы. Каскадная организация медиаторов и различные структуры связи между ними и СЭ обеспечивают высокую гибкость операционной системы. Это позволяет реализовать эффективную связь СЭ различного типа (например, оборудование коммутации и мультиплексорное оборудование передачи) с одной ОС. Дополнительно это позволяет расширить возможности отдельных сетевых элементов, не затрагивая существующую систему управления.

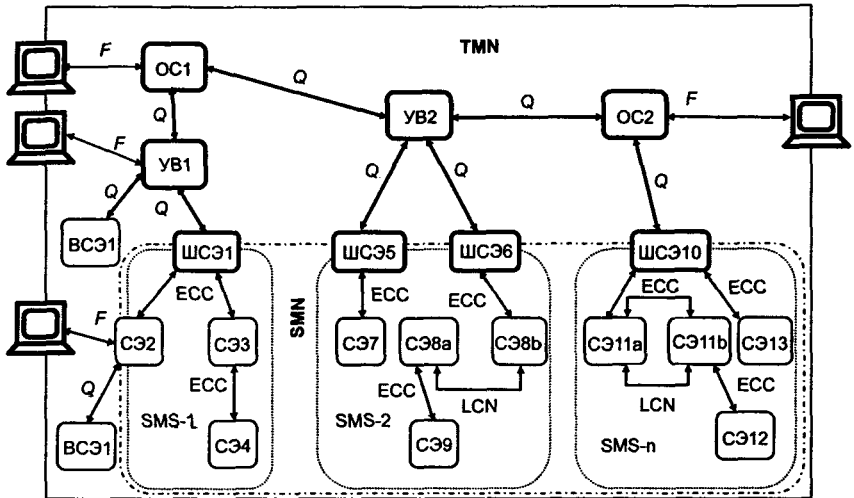


Рис. 12.4. Отношения между TMN, SMN и SMS

Сеть управления SMN системами синхронной цифровой иерархии является частью сети TMN. В свою очередь SMN может подразделяться на подсети SMS. Взаимосвязь между TMN, SMN и SMS показана на рис. 12.4, на нем же показаны специфические примеры и возможности соединения в рассматриваемой TMN. В приведенной схеме нужно отметить следующее.

Межстанционные связи SMN обычно формируются из каналов ECC. В некоторых случаях связь может осуществляться по каналам стандартной локальной сети LCN. Предполагается, что сеть управления не будет накладывать ограничений на топологию транспортной сети, поддерживающую каналы ECC. Поэтому каналы ECC могут образовывать любую топологию: «шина», «звезда», «кольцо» или соттовую топологию. Каждая подсеть SMS должна иметь, по крайней мере, один элемент, подключаемый к ОС или УВ. Он называется *шлюзовым сетевым элементом* ШСЭ и должен выполнять функцию маршрутизации промежуточной системы сетевого уровня для сообщений по каналам ECC, предназначенных для любой оконечной системы в SMS.

Наконец, следует отметить, что каждый сетевой элемент должен выполнять функции оконечной системы, а некоторые элементы и функции промежуточной системы. Все элементы должны поддерживать F-интерфейсы, в некоторых случаях требуется поддержка и Q-интерфейсов.

### 12.3. Общие и прикладные функции TMN

Все функции связанные с TMN, можно разделить на общие функции TMN, обеспечиваемые функциональными блоками, и прикладные функции TMN.

Общие функции TMN обеспечивают основу для прикладных функций. К общим функциям TMN относятся:

- функции хранения, которые служат для хранения данных в течение определенного времени;
- функции защиты, которые служат для проверки правомерности доступа пользователя или правомерности изменения данных;
- функции извлечения данных, которые служат для обеспечения доступа к данным;
- функции обработки, обеспечивающие анализ и манипулирование данными;
- функции поддержки терминала пользователя, которые служат для обработки входных и выходных данных.

Возможны различные способы объединения общих функций в функциональные блоки. Один из способов представлен в табл. 12.3.

Таблица 12.3

Общие функции TMN	Блоки функций				
	ФСУ	ФСЭ	ФРС	ФУВ	ФQA
Хранения	x	x		x	x
Защиты	x		x		
Извлечения			x		
Обработки	x	x	x	x	x
Поддержки терминала пользователя	x	x	x	x	x
x – функция реализуется в данном функциональном блоке					

Прикладные функции СУЭ предназначены для обеспечения эксплуатации, управления, технического обслуживания и обеспечения сети электросвязи. Эти четыре категории имеют различное значение в зависимости от организации управления. Все прикладные функции классифицированы в соответствии с областями применения на основные категории управления.

**Управление рабочими характеристиками** обеспечивает функции оценки и учета показателей работы оборудования, эффектив-

ности функционирования сети или сетевых элементов. Назначение этих функций – сбор статистических данных для целей контроля и корректировки показателей работы и эффективности функционирования сети, сетевых элементов и оборудования, а также для целей планирования и анализа.

**Управление устранением неисправностей** представляет набор функций, которые обеспечивают возможность обнаружения неисправностей, определения их местоположения и устранения ненормальной работы сети и ее периферии.

**Управление конфигурацией** обеспечивает функции осуществления повсеместного контроля и идентификации сетевых элементов, сбора данных от сетевых элементов и функции предоставления данных этим сетевым элементам.

**Управление расчетами** предусматривает ряд функций, которые позволяют измерять показатели, характеризующие услуги сети и определять стоимость их использования.

**Управление безопасностью** обеспечивают защиту информации управления от несанкционированного доступа.

Содержание каждой категории определяется соответствующей *суперфункцией* – набором прикладных функций, зависящим в определенной степени от администрации связи. Следует также иметь в виду, что та или иная прикладная функция может поддерживать несколько категорий управления. Кроме того, функциональная конфигурация ТМН может изменяться в зависимости от оборудования, срока службы и так далее.

Рассмотрим конкретные функции управления сетью синхронной иерархии.

### 12.4. Функции управления

#### 12.4.1 Общие функции управления

**Управление каналами ЕСС.** Так как ЕСС используются для связи СЭ, то каналы ЕСС должны иметь следующие функции:

- запрос/получение сетевых параметров, таких как размер пакета, временные промежутки, качество сервиса и так далее;
- формирование маршрутизации сообщения между узлами ЕСС;
- менеджмент сетевых адресов (возможное преобразование форматов адресов);
- запрос/получение сетевого статуса ЕСС для данного узла;
- возможность разрешать/запрещать доступ к ЕСС.

**Фиксация временных событий.** На все события, требующие фиксации во времени ставится временная метка с разрешением в одну секунду. Время фиксируется по показанию локального таймера сетевого элемента.

**Другие функции.** Другие общие функции, например, защита на различных уровнях или обеспечение безопасности, дистанционный вход в сеть, загрузка и модификация программного обеспечения, обеспечиваются в настоящее время производителями СЦИ оборудования.

Аппаратура сетей СЦИ выполняет определенные функции обработки цифрового потока или поддержания работоспособности системы в целом. На определенном этапе развития сетей СЦИ, главным образом в связи с формализацией задач управления такими сетями, появилась необходимость определить набор логических функций, выполняемых указанной аппаратурой и провести их систематизацию. Это было сделано в рекомендации МСЭ-Т G.782, где была представлена схема мультиплексирования, составленная из обобщенных логических блоков, выполняющих определенные логические функции. Эти функции были подробно рассмотрены выше в § 8.1.

### 12.4.2. Управление сообщениями об аварийных ситуациях

**Наблюдение за сообщениями об аварийных ситуациях.** Оно включает обнаружение таких сообщений и фиксацию/сохранение сообщений о тех событиях и условиях, которые сопутствовали их появлению, причем не только в том оборудовании, в котором они были обнаружены. Операционная система SMN должна поддерживать следующие функции:

- автономное сообщение обо всех сигналах возникновения аварийной ситуации;
- запрос на сообщение обо всех зарегистрированных сигналах возникновения аварийной ситуации:
  - сообщение обо всех таких сигналах;
  - разрешение/запрет на автономное сообщение обо всех сигналах возникновения аварийной ситуации;
  - сообщение о статусе функции «разрешение/запрет на автономное сообщение обо всех подобных сигналах».

Основные типы сообщений о возникновении аварийной ситуации рассмотрены ниже, в подпараграфе 12.4.5.

**Отслеживание истории сигналов/сообщений о возникновении аварийной ситуации.** Оно включает запись моментов возникновения таких сигналов и их хранение в регистровом файле, реги-

стры которого содержат все параметры сообщения о возникшей аварийной ситуации. Регистры могут быть считаны по запросу или периодически. Операционная система определяет режим работы регистров: либо запись до заполнения с последующей остановкой или полным стиранием, либо непрерывная запись с циклическим возвратом от конца к началу с перезаписью старых событий.

**Другие функции.** Из них можно отметить, например, тестирование и регистрацию оборудования СЦИ.

### 12.4.3. Управление рабочими характеристиками

**Сбор данных о рабочих характеристиках системы.** Он связан, как правило, с определением параметров ошибок, рассматриваемых ниже, в гл. 13.

В основном, осуществляется сбор данных по следующим параметрам:

- коэффициент ошибок по секундам с ошибками ESR;
- коэффициент ошибок по секундам с серьезными ошибками SESR;
- коэффициент ошибок по блокам с фоновыми ошибками BBER.

#### **Отслеживание истории мониторинга рабочих характеристик.**

Отслеживание истории осуществляется заполнением двух типов регистровых файлов: 24-часовых и 15-минутных. Текущий 24-часовой регистровый файл по заполнении снабжается текущей датой и перегружается в регистровый файл со вчерашней датой. Шестнадцать 15-минутных регистровых файлов образуют 4-часовую очередь с дисциплиной обслуживания «первый на входе – первый на выходе» FIFO.

**Использование временных окон.** Общая стратегия их использования описана в рекомендациях M.20, M.2100, M.2120 МСЭ-Т. В нашем случае с помощью операционной системы в сетевом элементе можно установить либо 15-минутное, либо 24-часовое временное окно. Как только время наступления события совпадает или выходит за границу установленного окна, генерируется уведомление о пересечении (временной) границы или порога.

**Генерация отчетов о характеристиках системы.** Данные о рабочих характеристиках системы могут быть затребованы операционной системой для анализа по интерфейсу между операционной системой и сетевым элементом. Эти данные могут запрашиваться периодически, либо сообщаться в момент пересечения границы временного окна.

**Мониторинг системы в недоступные интервалы времени.** В интервалы времени, когда система недоступна, съем данных о характеристиках системы запрещен; однако моменты его начала и конца должны фиксироваться и храниться в регистровом файле из 6 регистров (см. ниже) и иметь возможность считываться операционной системой, по крайней мере, один раз в день.

**Мониторинг дополнительных параметров.** К дополнительным параметрам относятся такие, как:

– секунда, содержащая сигнал OOF (выход за границы цикла) – OFS;

– число защитных переключений – PSC;

– длительность (определенного) защитного переключения – PSD,

– недоступные секунды – UAS.

Факт выравнивания указателя административного блока (см. § 7.4), а также последовательные секунды с серьезными ошибками CSES могут быть полезны для управления, однако их мониторинг не обязателен.

### 12.4.4. Управление конфигурацией

**Статус и защитное переключение.** Основное назначение защитного (резервного) переключения – подключить резервное устройство вместо основного устройства. Основные функции, дающие возможность осуществить эту операцию, следующие:

– включение/выключение ручного режима защитного переключения,

– включение/выключение принудительного режима защитного переключения,

– включение/выключение блокировки,

– запрос/установка параметров автоматического защитного переключения – APS.

**Другие функции.** Другие мероприятия и функции, связанные с управлением конфигурацией, такие как разработка необходимого программно-аппаратного обеспечения и функции его инсталляции, равно как и обеспечение необходимой секретности, относятся к компетенции производителя оборудования.

### 12.4.5. Сигналы технического обслуживания

Сигналы технического обслуживания, представляют собой сигнал индикации аварийного состояния (СИАС или AIS) секции группобразования и сигнал отказа при приеме на дальнем конце (RDI

или FERF). На уровне трактов определяются сигнал СИАС (или AIS) тракта и информация об отказе тракта, передаваемая на дальний конец (RDI или FERF), и ошибки в блоке при проверке кодом ВР на дальнем конце (REI или FEBE). Указанные сигналы технического обслуживания тракта применимы к трактам как высшего, так и низшего порядка. На рис. 12.5 показано взаимодействие сигналов технического обслуживания от уровня к уровню и между равнозначными уровнями, которые обеспечиваются в заголовках СЦИ.

Если происходит потеря входного сигнала регенератора, активируется запасной тактовый генератор, и в направлении передачи передается сигнал, содержащий действительный заголовок RSOH и сигнал СИАС секции группообразования (MS-AIS). Это дает возможность при необходимости активизировать функции, выполняемые заголовком RSOH.

MS-AIS (СИАС) обнаруживается, как все «1» в битах 6, 7, и 8 байта K2 после дескремблирования.

MS- FERF используется для возврата на передающую станцию указания, что приемная станция обнаружила повреждение входящей секции или в качестве СИАС приемной секции. MS- FERF является, как код 110 в битах 6, 7 и 8 байта K2 после дескремблирования

Указание отсутствия оборудования VC- $n$  ( $n = 3, 4$ ) или VC-4-Xc – все нули в сигнальной метке тракта виртуального контейнера (байт C2) после скремблирования. Аналогично для тракта нижнего уровня VC-12/VC-2 – все нули в сигнальной метке тракта нижнего уровня (биты 5–7 байта V5). Этот код указывает окончному оборудованию виртуального контейнера, что данный контейнер намеренно не оборудован, так что аварийные сигналы, которые в нем могут сохраняться, должны игнорироваться.

СИАС трактов TU- $n$  ( $n = 12, 2, 3$ ) определяется, как все «1» в TU- $n$ , включая его указатель (TU-AIS). Аналогично, СИАС трактов AU- $n$  ( $n = 4$ ) определяется, как «1» в AU- $n$ , включая его указатель (AU-AIS). Все трактовые СИАС передаются в сигналах синхронных транспортных модулей STM-N с действующим секционным заголовком SOH.

На рис. 12.5 приняты следующие обозначения:

- – место обнаружения сигнала;
- – место генерации сигнала;
- «1» – ввод сигнала, состоящего из одних единиц (СИАС);
- AIS – сигнал индикации аварийного состояния (СИАС);
- FEBE или REI – ошибка на дальнем конце;



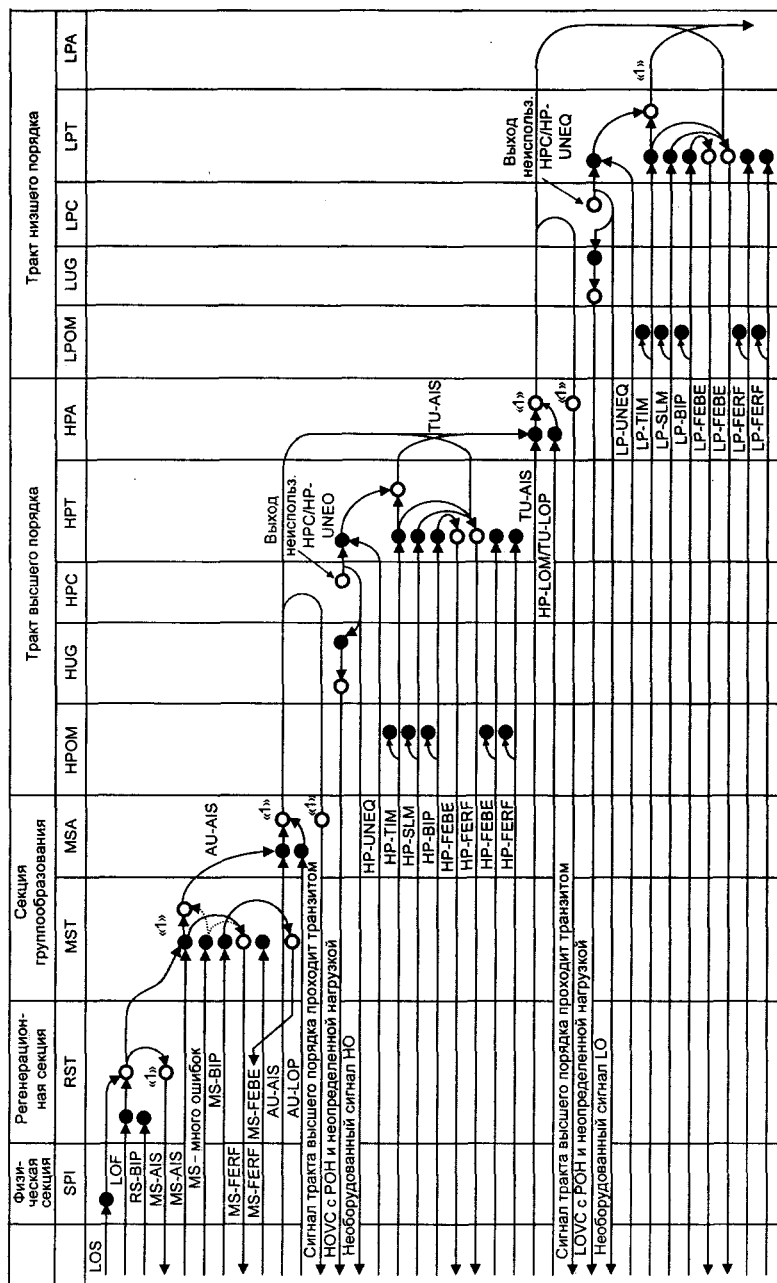


Рис. 12.5. Взаимодействие сигналов технического обслуживания

FERF или RDI-отказ при приеме на дальнем конце;

LOF – потеря цикла;

LOM – потеря сверхцикла;

LOP – потеря указателя;

LOS – потеря сигнала;

SLM – несоответствие сигнальной метки установленному значению (байт C2 или биты 5, 6, 7 байта V5 PОН);

TIM – несоответствие идентификатора трассировки (байты J) установленному значению;

UNEQ – необорудованный сигнал в соответствии с «С2» или «V5»;

HOVC – виртуальный контейнер высшего порядка (VC-n);

LOVC – виртуальный контейнер низшего порядка (VC-m);

HP – тракт высшего порядка;

LP – тракт низшего порядка;

Пунктирными линиями на рисунке показаны возможные произвольные случаи ввода сигнала, состоящего из одних единиц (СИАС), и сигнала отказа при приеме на дальнем конце FERF (RDI) при некоторых дефектах.

## Глава 13

### НОРМИРОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ КАНАЛОВ И ТРАКТОВ ЦТК

#### 13.1. Семейство интерфейсов сетевого узла

Семейство интерфейсов сетевого узла объединяет интерфейсы основного цифрового канала ОЦК и цифровых сетевых трактов различного уровня. Физические и электрические характеристики данных интерфейсов определены рекомендацией G.703 МСЭ-Т для обеспечения возможности соединения элементов цифровых сетей при формировании международных линий связи или соединений.

В табл. 13.1 приведены основные физические и электрические характеристики ОЦК и трактов, относящихся к европейской плезиохронной цифровой иерархии. В семейство интерфейсов сетевого узла включен также электрический интерфейс тракта первого уровня синхронной цифровой иерархии STM-1e.

На рис. 13.1 показано направление передачи информации и сигналов тактовой синхронизации в интерфейсах различного типа для ОЦК. В сонаправленном интерфейсе информационный и тактовый (синхронизирующий) сигналы направлены в одну сторону. Терминалы равноправны и симметричны, оба указанных сигнала передаются от каждого терминала к каждому (рис. 13.1,а).

В разнонаправленном типе интерфейса терминалы неравноправны и подразделяются на управляющий и управляемый. Синхросигнал передается только от управляющего терминала к управляемому, информационные сигналы передаются от каждого терминала к каждому (рис. 13.1,б). В интерфейсе с центральным тактовым генератором сигналы тактовой синхронизации передаются от центрального генератора к каждому терминалу, информационный сигнал, как и в других типах интерфейсов, передается от каждого к каждому.

Для того чтобы информационные сигналы в сонаправленном интерфейсе можно было бы разделять на байты, соответствующие отдельным кодовым словам, применяется так называемый октетный код.

Таблица 13.1.

Тракт	ОЦК <sup>1)</sup>	ПЦТ	ВЦТ	ТЦТ	ЧЦТ	STM-1
Скорость передачи, кбит/с	64	2048	8448	34368	139264	155520
Относительная нестабильность скорости передачи, ppm	50	50	30	20	15	20
Вид входа	симм.	несимм./симм.	несимм.	несимм.	несимм.	несимм.
Сопротивление, Ом	120	75/120	75	75	75	75
Амплитуда импульса, В	1,0 <sup>2)</sup>	3,7/3,0	2,37	1,0	±0,55 <sup>5)</sup>	±0,55 <sup>5)</sup>
Длительность импульса <sup>3)</sup> , нс	3,9/7,8, 7,8/15,6, мкс	244	59	14,55	3,59/7,19	3,216/6,43
Код	4)	HDB3	HDB3	HDB3	CMI	CMI

<sup>1)</sup> для ОЦК применяется три типа интерфейса: сонправленный, разнонаправленный и с центральным тактовым генератором

<sup>2)</sup> для интерфейса с центральным генератором 1, 1 В для нормальных условий и 3,4 В при повышенных помехах.

<sup>3)</sup> числитель соответствует одиночному импульсу, знаменатель - сдвоенному. Для ОЦК длительность импульсов указана в мкс, для других трактов в нс

<sup>4)</sup> для сонправленного интерфейса применяется октетный код, для других - код AMI

<sup>5)</sup> маска импульса симметрична и не имеет нулевого значения.

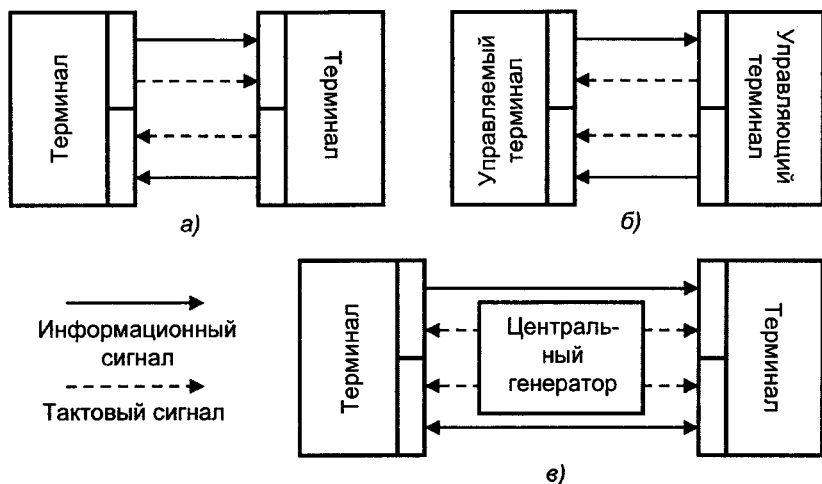


Рис.13.1. Интерфейсы основного цифрового канала:  
 а – сонаправленный; б – разнонаправленный; в – с центральным тактовым генератором

На рис. 13.2 показан пример пошагового получения сигнала в октетном коде. Некоторая цифровая последовательность (рис. 13.2,а), в которой на приеме должен быть идентифицирован отмеченный байт, преобразуется первоначально из кода с чередованием полярности импульсов (AMI) в натуральный код, где единицы передаются импульсами, занимающими половину тактового интервала, а нули – отсутствием импульсов (рис. 13.2,б).

Затем эта последовательность заменяется последовательностью, в которой каждый нуль передается двумя узкими ( $1/4$  тактового интервала) импульсами (рис. 13.2,в). Последовательность эта детектируется (преобразуется в формат с возвращением к нулю).

В полученной таким образом униполярной последовательности (рис. 13.2,г) осуществляется поочередная инверсия импульсов, относящихся к отдельным тактовым интервалам (рис. 13.2,д). в конце концов, осуществляется разграничение октетов посредством ввода на тактовых интервалах, предшествующих границе октета, ошибки чередования полярности (рис. 13.2,е). График (рис. 13.2,ж) показывает еще раз границы октета (байта). Октетный код и указанная последовательность преобразования стандартизированы (рекомендация G.703 МСЭ-Т). Код этот хорошо сбалансирован, в его спектре содержится тактовая составляющая.

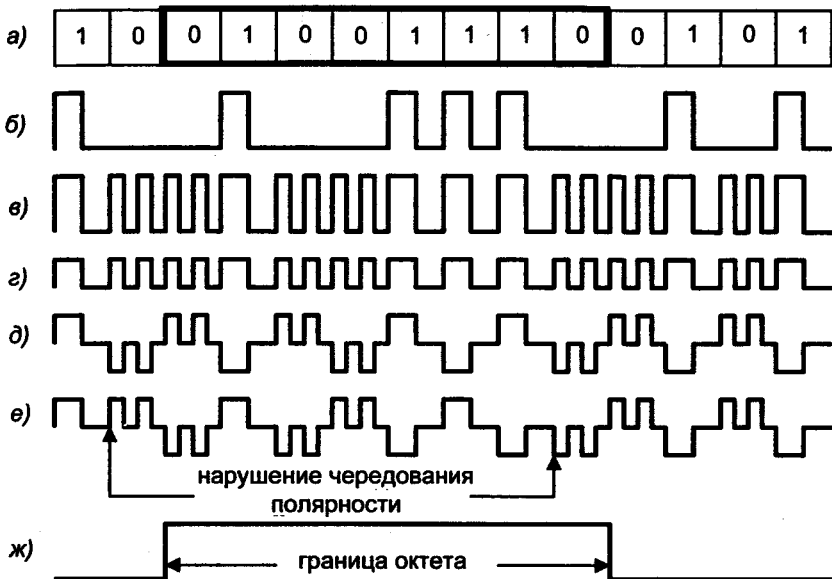


Рис. 13.2. Формирование октетного кода

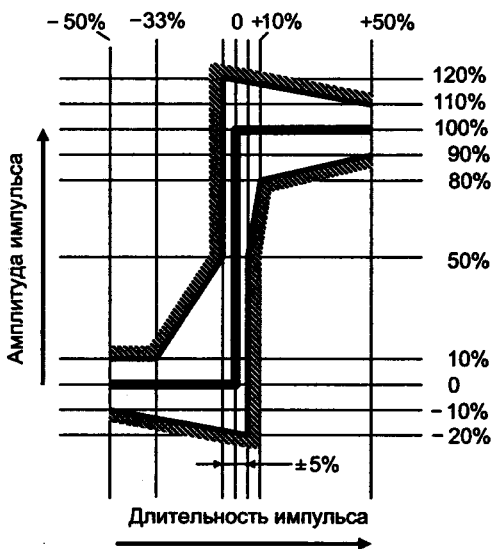


Рис. 13.3. Маска для одиночного импульса сонаправленного интерфейса ОЦК

Помимо указанных параметров для интерфейсов сетевого узла задаются и некоторые другие. Следует отметить такой параметр, как форма импульса и соответствующее поле допуска (маска импульса). Этот параметр задается для каждой скорости передачи и для каждой возможной длительности (одиночный или вдвойный импульс). На рис. 13.3 в качестве примера приведена маска одиночного импульса сонаправленного интерфейса основного цифрового канала. На рисунке жирной линией показана половина неискаженного прямоугольного импульса, штриховые линии, помещенные выше и ниже, ограничивают область, в которой может размещаться импульс, качество которого находится в допустимых пределах.

### 13.2. Нормирование ошибок в каналах и трактах

#### 13.2.1. Основные определения

В настоящее время для цифровых каналов и трактов первичной магистральной сети и первичных внутризональных сетей разработаны нормы на важнейшие параметры, определяющие качество передачи. Это нормы на показатели ошибок и показатели дрожания и дрейфа фазы. В ближайшее время должна быть закончена разработка норм для трактов СЦИ, а также определены нормы на проскальзывания и время распространения в цифровых каналах и трактах ПЦИ. Кроме этого, пока отсутствуют нормы на каналы и тракты местных первичных сетей и нормы на показатели надежности каналов и трактов.

Показатели ошибок являются статистическими параметрами, поэтому соответствие их нормам может быть определено в результате более или менее длительных периодов наблюдения. Различают нормы долговременные и оперативные. Первые из них разработаны на основе рекомендаций МСЭ-Т G.821 (для каналов 64 кбит/с) и G.826 (для трактов со скоростью передачи от 2048 кбит/с и выше). Оперативные нормы требуют относительно коротких периодов наблюдения; нормы эти определены на основе рекомендаций МСЭ-Т M.2100, M.2110, M.2120.

Долговременные нормы используются при проверке качественных показателей каналов и трактов нового оборудования ЦСП, которое ранее на первичной сети РФ не применялось. Оперативные нормы подразделяются на нормы для ввода трактов в эксплуатацию, нормы технического обслуживания и нормы восстановления систем.

Нормы для ввода в эксплуатацию используются при вводе в эксплуатацию оборудования, аналогичного уже работающему на сети

и прошедшему испытания на соответствие долговременным нормам. Нормы технического обслуживания используются в процессе эксплуатации каналов и трактов для контроля их параметров. При выходе этих параметров за допустимые пределы принимается решение о выводе трактов из эксплуатации. Нормы восстановления систем используются при сдаче тракта в эксплуатацию после ремонта оборудования. Соотношения между указанными нормами наглядно представлены на рис. 13.4.

Показатели дрожания и дрейфа фазы не относятся к статистическим параметрам, а потому для проверки их соответствия нормам не требует длительного времени измерения. В настоящее время определены следующие виды норм:



Рис. 13.4. Классификация норм на показатели ошибок



- сетевые предельные нормы на иерархических стыках;
- предельные нормы на фазовое дрожание цифрового оборудования;
- нормы для фазового дрожания цифровых участков.

Необходимо иметь в виду, что процесс работы над нормированием параметров качества принципиально не может быть завершен, поскольку оборудование неуклонно совершенствуется и, кроме того, появляются новые технологии передачи информации. Поэтому существующие нормы постоянно дорабатываются и уточняются.

*Параметры ошибок для ОЦК.* В течение длительного времени единственным параметром ошибок являлся коэффициент ошибок по битам BER – отношение числа неправильно принятых битов к общему числу принятых битов в течение достаточно длительного интервала времени. Этот параметр вполне пригоден для оценки качества передачи, если в тракте преобладают случайные одиночные ошибки. В общем случае, когда ошибки могут образовывать пакеты той или иной величины, более подходят параметры, определенные в рекомендации G.821 МСЭ-Т – процент временных интервалов, в которых появление ошибок превышает некоторый заданный порог. Такими временными интервалами являются:

- **секунда с ошибками**  $ES_K$  – период в 1 секунду, в течение которого наблюдалась хотя бы одна ошибка;
- **секунды, пораженные ошибками**  $SES_K$  – период в 1 секунду, в течение которого коэффициент ошибок был более  $10^{-3}$ .

Для этих интервалов определены коэффициенты ошибок:

- **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.

*Параметры ошибок для сетевых трактов.* В современных системах связи используются встроенные системы контроля появления ошибок. Суть их работы заключается в разбиении цифрового потока на блоки и определении на передаче и приеме для каждого блока некоторого параметра. Так, при контроле циклическим кодом CRC определяется остаток от деления содержания данного блока на образующий полином. При контроле кодом ВІР определяется бит, дополняющий число единиц в блоке до четного (1 или 0). Полученные результаты на передаче и приеме сравниваются; в случае их совпадения делают заключение об отсутствии ошибок в при-

### Глава 13. Нормирование параметров каналов и трактов ЦТС

нятом блоке, а при расхождении – о наличии ошибок. В связи с этим в рекомендации G.826 МСЭ-Т осуществлен переход к определению блочных ошибок. При этом используются такие понятия:

– **блок** – последовательность, ограниченная по числу бит, относящихся к данному тракту, при этом блоки не должны перекрываться, количество бит в блоке зависит от скорости передачи (табл. 13.2);

Таблица 13.2

Тип тракта	Скорость передачи, кбит/с	Величина блока, бит	Длительность блока, мкс	Код проверки
Первичный (ПЦСТ)	2048	2048	1000	CRC-4
Вторичный (ВЦСТ)	8448	4224	500	–
Третичный (ТЦСТ)	34368	4296	125	–
Четверичный (ЧЦСТ)	139264	17408	125	–
VC-11	1664	832	500	VIP-2
VC-12	2240	1120	500	VIP-2
VC-2	6848	3424	500	VIP-2
VC-3	48960	6120	125	VIP-8
VC-4	150336	18792	125	VIP-8

– **блок с ошибками**  $EB_T$  – блок, в котором один или несколько битов являются ошибочными;

– **секунда с ошибками**  $ES_T$  – период в 1 секунду с одним или несколькими ошибочными блоками;

– **секунда, пораженная ошибками**  $SES_T$  – период в 1 секунду, содержащий  $\geq 30\%$  блоков с ошибками (EB) или, по крайней мере, один период с серьезными нарушениями;

– **коэффициент ошибок по секундам с ошибками**  $ESR$  – отношение числа  $ES_T$  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**  $SDP$  – период длительностью, равной 4 смежным блокам, в каждом из которых коэффи-

коэффициент ошибок  $\geq 10^{-2}$  или в среднем за 4 блока коэффициент ошибок  $\geq 10^{-2}$ , или же наблюдалась потеря сигнальной информации;

– **блок с фоновой ошибкой 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 – это 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.

При измерениях без закрытия связи можно определять параметры ESR и SESR косвенно. Косвенными параметрами являются *аномалии и дефекты*.

Состояния аномалии без прекращения связи используются для определения показателей ошибок тракта, когда тракт не находится в состоянии дефекта. Определены следующие две категории аномалий, относящихся к приходящему сигналу:

–  $a_1$  – цикловой синхросигнал (FAS) с ошибками;

–  $a_2$  – блок с ошибками (EB), обнаруженный с помощью методов встроенного контроля (циклический контроль избыточности, проверка на четность) – не применима для трактов типа 2 и 3 (см. ниже).

Состояния дефекта без прекращения связи используются, чтобы обнаружить изменение состояния качественных показателей, которое может произойти в тракте. Определены следующие три категории дефектов, относящихся к приходящему сигналу:

–  $d_1$  – пропадание сигнала (LOS);

–  $d_2$  – сигнал индикации аварийного состояния СИАС (AIS);

–  $d_3$  – пропадание цикловой синхронизации (LOF).

Критерии возникновения состояния дефектов должны соответствовать конкретной аппаратуре. Для аппаратуры различных уровней иерархии для состояния дефектов LOS и AIS критерии определены в рекомендации G.775 МСЭ-Т, а дефекта LOF также в рекомендациях серий от G.730 до G.750.

В табл. 13.3 приведены правила, по которым должны формироваться значения показателей ошибок, исходя из зарегистрированных аномалий и дефектов, для имеющихся на ВСС типов трактов.

Таблица 13.3

Тип	Параметр	Критерии оценки результатов измерений
1	ESR	ES отмечается тогда, когда в течение одной секунды возникает, по крайней мере, одна аномалия $a_1$ и $a_2$ или один дефект от $d_1$ до $d_3$
	SESR	SES отмечается тогда, когда в течение одной секунды возникает, по крайней мере, «х» аномалий $a_1$ или $a_2$ или один дефект от $d_1$ до $d_3$ (примечание 1 и 2)
	BBER	BBE отмечается тогда, когда в течение 1 секунды в блоке, не являющемся частью SES, возникает аномалия $a_1$ или $a_2$
2	ESR	ES отмечается тогда, когда в течение одной секунды возникает, по крайней мере, одна аномалия $a_1$ или $a_2$ или один дефект от $d_1$ до $d_3$
	SESR	SES отмечается тогда, когда в течение одной секунды возникает, по крайней мере, «х» аномалий $a_1$ или один дефект от $d_1$ до $d_3$ (примечание 2)
3	SESR	SES отмечается тогда, когда в течение одной секунды возникает, по крайней мере, один дефект $d_1$ или $d_2$ (примечание 2)
<p>1. Если в течение интервала одного блока возникает более, чем одна аномалия <math>a_1</math> или <math>a_2</math>, должна отсчитываться одна аномалия.</p> <p>2. Значения «х» для трактов разного порядка указаны в соответствующих нормах, например, для тракта со скоростью 2,048 Мбит/с SES отмечается при появлении <math>\geq 2805</math> блоков CRC-4 с ошибками. В общем случае при появлении аномалии фиксируется ES, а при появлении дефекта – SES.</p>		

В зависимости от системы встроенного контроля (ВК) без прекращения связи, имеющихся в аппаратуре образования тракта, может оказаться невозможным получение всей совокупности параметров качественных показателей. Для ВСС может быть определено три типа трактов.

**Тип 1: Тракт с цикловой и блоковой структурой.**

Обеспечивается определение с помощью средств ВК всей совокупности дефектов от  $d_1$  до  $d_3$  и аномалий  $a_1$  и  $a_2$ .

Примерами данного типа тракта являются:

– первичные и вторичные тракты с CRC (от 4 до 6) в соответствии с рекомендацией G.704 МСЭ-T;

– четверичные тракты с битом проверки на четность каждого цикла в соответствии с рекомендацией G.755 МСЭ-Т.

### Тип 2: Тракты с цикловой структурой.

Обеспечивается определение с помощью средств ВК всей совокупности дефектов от  $d_1$  до  $d_2$  и аномалий  $a_1$ .

Примерами данного типа тракта являются типовые сетевые тракты от первичного до четверичного в соответствии с ГОСТ 27763-88.

### Тип 3: Тракты без циклов.

Обеспечивается определение с помощью средств ВК ограничений совокупности дефектов  $d_1$  и  $d_2$ , которые не включают проверку любой ошибки. Не имеется контроля циклового синхросигнала (FAS).

Примером данного типа тракта может быть цифровой канал, предоставляемый потребителю, образованный в нескольких трактах более высокого порядка, соединенных последовательно.

## 13.2.2. Номинальные цепи цифровой сети

Нормирование параметров ЦСП осуществляется посредством создания номинальных цепей цифровой первичной сети ВСС. Основным параметром, определяющим качество связи по цифровым каналам – вероятность ошибки  $P_{\text{ош}}$ . Допустимую вероятность ошибки для различных участков цифровой первичной сети ВСС можно определить, исходя из следующих требований:

– цифровые каналы ВСС должны обеспечить возможность организации международной связи;

– вероятность ошибки при передаче цифрового сигнала между двумя абонентами не должна превышать  $P_{\text{ош}} \leq 10^{-6}$ . При этом обеспечивается высокое качество телефонной связи (прослушивание не более одного щелчка в минуту) в системах с ИКМ при восьмиразрядном нелинейном кодировании.

Кроме того, необходимо иметь в виду, что в линейных трактах ЦСП имеет место накопление (суммирование) ошибок регенерации.

Схема организации международного соединения ОЦК показана на рис. 13.5. На этом же рисунке показано как распределяется по участкам соединения допустимая вероятность ошибки, равная  $10^{-6}$ .

Номинальная цепь основного цифрового канала (тракта), национального участка определяется видом сети связи страны, входящей в соединение. На рис. 13.6 показано распределение параметров качества на международном соединении и для первичной цифровой сети РФ. Очевидно, что принятое распределение в гипотетическом эталонном соединении цифрового тракта (ГЭЦТ) позволяет

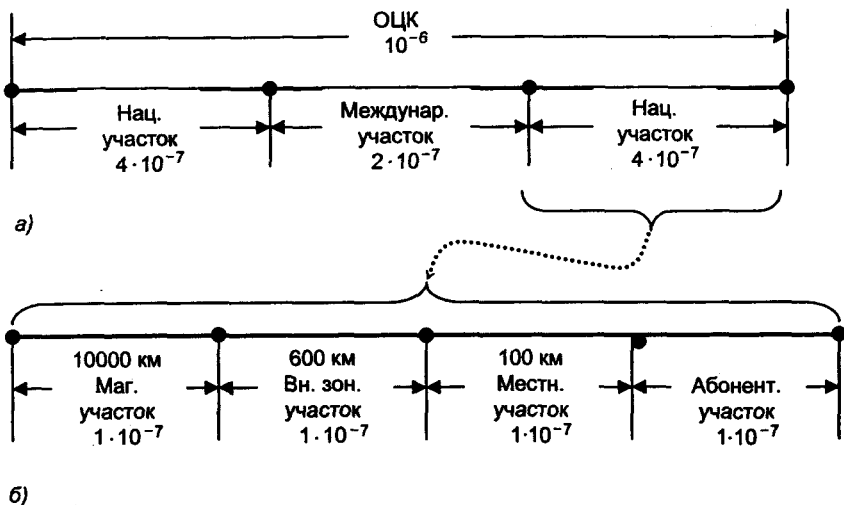


Рис. 13.5. Распределение коэффициента ошибок в ОЦК максимальной протяженности:

а – на международном участке сети; б – на национальном участке сети

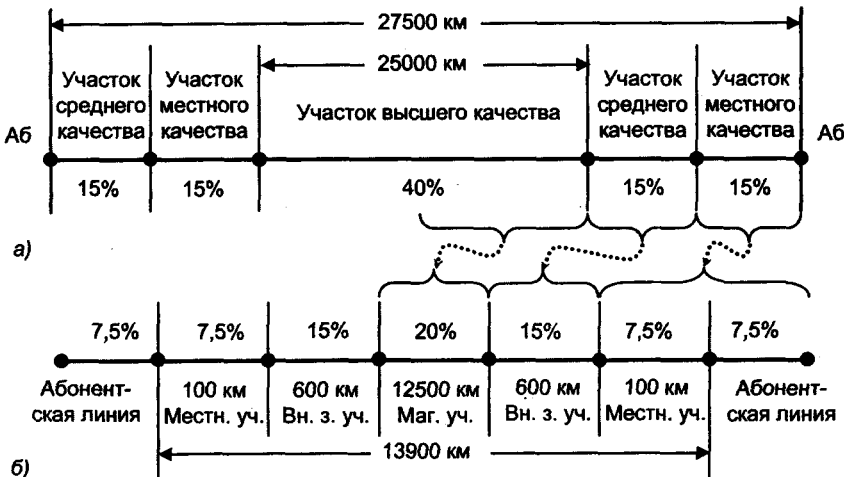


Рис.13.6 Распределение параметров качества в канале (тракте) максимальной протяженности:

а – на международном участке сети; б – на национальном участке сети

## Часть 2. Синхронные ЦТС

использовать любой канал или тракт первичной сети ВСС РФ в составе международного соединения. Нормы качества и готовности каналов и трактов на ВСС РФ должны соответствовать международным стандартам, приведенным в рекомендации G.821 МСЭ-Т. Поскольку структура национального участка первичной сети ВСС РФ существенно отличается от международной эталонной цепи, произведен соответствующий пересчет нормативных значений.

Нормы качества и готовности по рекомендации G.821 введены для ОЦК со скоростью передачи 64 кбит/с для каждого направления соединения, которые могут быть использованы для телефонной связи или для передачи данных. При этом общая протяженность условного эталонного соединения (УЭС) составляет 27500 км (2 национальных участка по 1250 км и 1 международный участок 25000 км, рис. 13.5). Эксплуатационные нормы для международного соединения в цифровой сети с интеграцией служб (ЦСИС) показаны в табл. 13.4 и 13.5.

Таблица 13.4

Нормы на характеристики ошибок в международном соединении ЦСИС	
Классификация эксплуатационных норм	Норма применения
Секунды с ошибками (ES)	Менее чем для 8% односекундных интервалов, допустимы какие бы то ни было ошибки (равноценно 92% секунд без ошибок)
Секунды, пораженные ошибками (SES)	Менее чем для 0,2% односекундных интервалов допустим коэффициент ошибок больше, чем $1 \cdot 10^{-3}$
<p>Временной интервал <math>T_{изм}</math>, на котором определяются процентные нормы, не нормируется, так как может зависеть от конкретного применения. Рекомендуемые на ВСС РФ приведены далее, в подпараграфах 13.2.3 и 13.2.4</p> <p>Полная норма 0,2% для секунд, пораженных ошибками, распределяется между классами каналов (местного, среднего, высокого качества) следующим образом: 0,1% распределяется в тех же соотношениях, что и принятые для предыдущей нормы. Это приводит к распределению, представленному в табл. 13.6</p>	

Таблица 13.5

Распределение норм на секунды с ошибками (ES) для трех классов каналов	
Класс канала (рис. 13.6,а)	Распределение норм на ES из табл. 13.4
Местное качество (с двух концов) – два абонентских участка	Общий допуск 15% на каждый конец
Среднее качество (с двух концов) – два национальных участка	Общий допуск 15% на каждый конец
Высокое качество – один международный участок	40% (при протяженности 25000 км эквивалентно теоретическому качеству 0,0016% на км)
<p>– доля, приходящаяся на участок местного качества, рассматривается как общий допуск, т.е. как допуск для этой части соединения, не зависящий от протяженности участка.</p> <p>– доля, приходящаяся на участок среднего качества, рассматривается как общий допуск, т.е. как допуск для этой части соединения, не зависящий от протяженности участка. Реальная протяженность участка соединения среднего качества в различных странах будет значительно различаться.</p> <p>– администрация вправе по своему усмотрению распределять общие допуски на участки соединения местного и среднего качества при условии соблюдения суммарного допуска на каждый конец соединения в размере 30%.</p>	

Остальные 0,1% являются общим допуском для классов каналов среднего и высокого качества, учитывающим неблагоприятные условия на сети (худший месяц в году), иногда возникающими в системах передачи. Из-за вероятностного характера возникновения в международном соединении эффекта худшего месяца суммарная величина 0,1% разделяется поровну между участками эталонного соединения протяженностью 25000 км радиорелейных систем, которые могут быть использованы на участке соединения высокого и среднего классов, и спутниковым.

Таблица 13.6

Распределение секунд, пораженных ошибками (SES)	
Класс канала	Распределение норм на SES
Местное качество	Общий допуск 0,015 % на каждый конец
Среднее качество	Общий допуск 0,015 % на каждый конец
Высокое качество	0,04 %



В рекомендации G.821 МСЭ-Т дается также определение времени готовности и неготовности: отсчет времени **неготовности** начинается тогда, когда коэффициент ошибок по битам ( $K_{\text{ош}}$ ) в каждую секунду превышает  $1 \cdot 10^{-3}$  в течение десяти следующих друг за другом секунд. Эти десять секунд считаются временем готовности. Новый отсчет времени готовности начинается с первой секунды из десяти следующих друг за другом секунд, в каждую из которых  $K_{\text{ош}}$  меньше, чем  $1 \cdot 10^{-3}$ .

### 13.2.3. Долговременные нормы на показатели ошибок

Долговременные нормы для ОЦК основаны на измерении характеристик ошибок за секундные интервалы времени. Это коэффициенты ошибок по секундам с ошибками ( $\text{ESR}_K$ ) и по секундам, пораженных ошибками ( $\text{SESR}_K$ ).

Долговременные нормы для цифровых сетевых трактов (ЦСТ) основаны на измерении характеристик ошибок по блокам для трех показателей: коэффициенту ошибок по секундам с ошибками ( $\text{ESR}_T$ ), коэффициенту ошибок по секундам, пораженным ошибками ( $\text{SESR}_T$ ), и коэффициенту ошибок по блокам с фоновыми ошибками ( $\text{BBER}_T$ ).

Предполагается, что при выполнении норм в ЦСТ на показатели ошибок, основанных на блоках, будут обеспечиваться и долговременные нормы на ОЦК, образованных в этих ЦСТ, по показателям ошибок, основанных на секундных интервалах.

Измерения показателей ошибок в ОЦК и ЦСТ для оценки соответствия долговременным нормам могут проводиться при закрытии связи с использованием псевдослучайной цифровой последовательности, а для ЦСТ и в процессе эксплуатационного контроля.

ОЦК считается соответствующим нормам, если отвечает поставленным требованиям каждый из двух показателей ошибок –  $\text{ESR}_K$  и  $\text{SESR}_K$ . Сетевой тракт считается соответствующим нормам, если отвечает требованиям каждый из трех показателей ошибок –  $\text{ESR}_T$ ,  $\text{SESR}_T$ , и  $\text{BBER}_T$ .

Для оценки эксплуатационных характеристик должны использоваться результаты измерения лишь в периоды готовности канала или тракта, интервалы неготовности из рассмотрения исключаются.

Основой для определения долговременных норм того или иного канала или тракта являются общие расчетные (*эталонные*) нормы на показатели ошибок для полного международного соединения, протяженностью 27500 км, приведенные в табл. 13.7 в столбцах А.

Таблица 13.7

Общие расчетные эксплуатационные нормы на показатели ошибок для международного соединения протяженностью 27500 км						
Вид тракта (канала)	Скорость, кбит/с	А			В	
		Долговременные нормы			Оперативные нормы	
		ESR	SESR	BBER	ESR	SESR
ОЦК	64	0,08	0,002	–	0,04	0,001
ПЦСТ	2048	0,04	0,002	$3 \cdot 10^{-4}$	0,02	0,001
ВЦСТ	8448	0,05	0,002	$2 \cdot 10^{-4}$	0,025	0,001
ТЦСТ	34368	0,075	0,002	$2 \cdot 10^{-4}$	0,0375	0,001
ЧЦСТ	139264	0,16	0,002	$2 \cdot 10^{-4}$	0,08	0,001

Приведенные данные для долговременных норм соответствуют рекомендациям МСЭ-Т G.821 (для канала 64 кбит/с) и G.826 (для трактов со скоростями от 2048 кбит/с и выше), для оперативных норм – рекомендации МСЭ-Т M.2100.

Распределение предельных расчетных норм на показатели ошибок по участкам тракта (канала) первичной сети ВСС России приведено в табл. 13.8, столбец «долговременные нормы», где А берется для соответствующего показателя ошибок и соответствующего тракта (канала) из данных табл. 13.7. В этой таблице и далее приняты обозначения:

- МПС – местный участок первичной сети;
- ВЗПС – внутризоновый участок первичной сети;
- СМП – магистральный участок первичной сети.

Доля расчетных эксплуатационных норм на показатели ошибок для тракта (канала) длиной  $L$  на магистральной и внутризоновых первичных сетях ВСС России для определения долговременных норм приведена в табл. 13.9.

Порядок расчета долговременной нормы на какой-либо показатель ошибок для тракта (канала) длиной  $L$  км, организованного в ВОЛС или цифровой РСП, следующий:

- по табл. 13.7 для данного канала или тракта и соответствующего показателя ошибок выбирается значение А;
- значение  $L$  округляют с точностью до 250 км для СМП при  $L < 1000$  км и до 500 км при  $L > 1000$  км;
- для ВЗПС при  $L < 200$  км значение  $L$  округляется с точностью до 50 км, а при  $L > 200$  км – до 100 км (в большую сторону); в результате округления получаем значение  $L^1$ ;

Распределение предельных норм на показатели ошибок по участкам тракта (канала) первичной сети							
Вид тракта (канала)	Участок	Длина, км	Долговременные нормы			Оперативные нормы	
			ESR	SESR	BBER	ESR	SESR
ОЦК	Аб.лин	–	$0,15 \cdot A$	$0,15 \cdot A/2$	–	$0,15 \cdot B$	$0,15 \cdot B$
	МПС	100	$0,075 \cdot A$	$0,075 \cdot A/2$	–	$0,075 \cdot B$	$0,075 \cdot B$
	ВЗПС	600	$0,075 \cdot A$	$0,075 \cdot A/2$	–	$0,075 \cdot B$	$0,075 \cdot B$
	СМП	12500	$0,2 \cdot A$	$0,2 \cdot A/2$	–	$0,2 \cdot B$	$0,2 \cdot B$
ЦСТ	МПС	100	$0,075 \cdot A$	$0,075 \cdot A/2$	$0,075 \cdot A$	$0,075 \cdot B$	$0,075 \cdot B$
	ВЗПС	600	$0,075 \cdot A$	$0,075 \cdot A/2$	$0,075 \cdot A$	$0,075 \cdot B$	$0,075 \cdot B$
	СМП	12500	$0,2 \cdot A$	$0,2 \cdot A/2$	$0,2 \cdot A$	$0,2 \cdot B$	$0,2 \cdot B$

1. К указанному предельному значению долговременной нормы для показателя SESR при включении в тракт или канал СМП участка с РСП протяженностью  $L$  до 2500 км добавляется значение, равное 0,05%, при одном участке с ССП – значение 0,01%. Эти значения учитывают неблагоприятные условия распространения сигнала (в худшем месяце).

2. Аналогичное п.1 добавление значений к оперативным нормам не проводится в связи с коротким периодом измерения.

– для значения  $L^1$  по табл. 13.9 определяется допустимая доля расчетных норм  $C_1$ , или  $C_2$ ;

– при  $L^1 > 2500$  км на СМП доля нормы определяется интерполированием между двумя соседними значениями табл. 13.9 или по формуле:  $L^1 \cdot 0,016 \cdot 10^{-3}$  для СМП или  $L^1 \cdot 0,125 \cdot 10^{-3}$  для ВЗПС;

– для показателей ESR и BBER долговременная норма определяется перемножением значений  $A$  и  $C$ :  $ESR_d = A \cdot C$ ,  $BBER_d = A \cdot C$ ;

– для показателя SESR долговременная норма определяется перемножением значений  $A/2$  и  $C$ :  $SESR_d = (A/2) \cdot C$ .

В случае наличия в составе канала или тракта СМП радиорелейного участка, протяженностью до  $L = 2500$  км, к указанному предельному значению долговременной нормы для показателя SESR добавляется значение, равное 0,05%, при одном спутниковом участке – значение 0,01%. Эти значения учитывают неблагоприятные условия распространения сигнала (в худшем месяце).

Таблица 13.9

Доля эксплуатационных норм на показатели ошибок для участка тракта (канала) длиной L км на магистральной и внутризоновых первичных сетях ВСС России для определения долговременных норм					
СМП			ВЗПС		
№ п/п	Длина, км	C <sub>1</sub>	№ п/п	Длина, км	C <sub>2</sub>
1	≤250	0,004	1	≤50	0,0062
2	≤500	0,008	2	≤100	0,0125
3	≤750	0,012	3	≤150	0,0188
4	≤1000	0,016	4	≤200	0,0250
5	≤1500	0,024	5	≤300	0,0375
6	≤2000	0,032	6	≤400	0,0500
7	≤2500	0,040	7	≤500	0,0625
8	≤5000	0,080	8	≤600	0,0750
9	≤7500	0,120			
10	≤10000	0,160			
11	≤12500	0,200			

При наличии в составе канала или тракта нескольких переприемных участков (переприем по ОЦК или ЦСТ любого порядка) каждый из участков переприема должен отвечать нормам для округленных длин участков  $L_i$ , а весь составной канал или тракт должен отвечать нормам для длины, равной сумме неокругленных длин участков:

$$L = \sum_{i=1}^n L_i,$$

а затем значение  $L$  округляется до значений, указанных выше, определяется  $C$  и норма для соответствующего показателя.

Если канал или тракт проходит как по СМП, так и по ВЗПС, то значение  $C$  для всего канала определяется суммированием значений  $C_1$  и  $C_2$  (для обоих концов):

$$C = C_1 + C_{21} + C_{22},$$

а затем определяется норма для соответствующего параметра.

Если канал или тракт являются международными, то долговременные нормы на них определяются в соответствии с рекомендациями МСЭ-Т G.821 (для канала 64 кбит/с) и G.826 (для цифрового тракта со скоростями 2048 кбит/с и выше). Для оценки соответствия нормам рекомендаций G.821 и G.826 части международного канала или тракта соответственно, проходящего по территории нашей страны, можно воспользоваться изложенной выше методикой определения норм. Часть канала или тракта, проходящая по территории нашей страны до международной станции (международного центра коммутации) должна удовлетворять настоящим нормам.

В некоторых системах ПЦИ, разработанных до введения настоящих норм и имеющихся на действующей первичной сети, показатели ошибок каналов и трактов могут не удовлетворять приведенным нормам.

### 13.2.4. Оперативные нормы на показатели ошибок

Оперативные нормы на показатели ошибок ОЦК и ЦСТ основаны на измерении характеристик ошибок за секундные интервалы времени по двум показателям: коэффициенту ошибок по секундам с ошибками (ESR) и по коэффициенту ошибок по секундам, пораженным ошибками (SESR).

Измерения показателей ошибок в ЦСТ для оценки соответствия оперативным нормам могут проводиться как в процессе эксплуатационного контроля, так и при закрытии связи с использованием специальных средств измерений. Измерения показателей ошибок в ОЦК для оценки соответствия оперативным нормам проводятся при закрытии связи. ОЦК или ЦСТ считаются соответствующими оперативным нормам, если отвечают поставленным требованиям каждому из показателей ошибок – ESR и SESR. Для оценки эксплуатационных характеристик должны использоваться результаты измерения лишь в периоды готовности канала или тракта, интервалы неготовности из рассмотрения исключаются.

Основой определения оперативных норм для канала или тракта являются общие расчетные нормы на показатели ошибок для полного международного соединения, протяженностью 27500 км, приведенные в табл. 13.7 в столбцах В. Распределение предельных расчетных норм на показатели ошибок по участкам тракта (канала) первичной сети ВСС РФ приведено в табл. 13.8, столбец «оперативные нормы», где В берется для соответствующего показателя ошибок и соответствующего тракта (канала) из данных табл. 13.7.

Доля расчетных эксплуатационных норм показателей ошибок тракта (канала) длиной  $L$  км для определения оперативных норм приведена в табл. 13.10. Эта доля для тракта (канала) СМП обозначена  $D_1$ , и для ВЗПС –  $D_2$ .

Длина  $L$  тракта (канала) на СМП при  $L < 1000$  км округляется до значения  $L^1$ , кратного 250 км в большую сторону, при  $L > 1000$  км – кратного 500 км, на ВЗПС при  $L < 200$  км – до значения, кратного 50 км, при  $L > 200$  км – кратного 100 км. При  $L > 2500$  км для канала (тракта) СМП  $D$ , определяется интерполированием между соседними значениями табл. 13.10 или по формуле:

$$D_i = 0,05 + \frac{L^1 - 2500}{500} 0,006.$$

Порядок определения значений  $D$  для ОЦК или ЦСТ следующий.

Для простого канала или тракта:

– длина  $L$  канала (тракта) округляется до значения  $L^1$ , как это указано выше;

– для найденного значения  $L^1$  из табл. 13.10 находят значение  $D_1$  или  $D_2$ .

Для составного канала или тракта:

– длина  $L$ , каждого из участков транзита округляется до значения  $L^1$ , как это указано выше;

– для каждого участка определяется по табл. 13.10 значение  $D_i$ ; полученные значения  $D_i$ , суммируются:

$$D = \sum_{i=1}^n D_i.$$

Суммарное значение  $D$  не должно превышать для СМП – 20%, для ВЗПС – 7,5%, а для канала или тракта, проходящего по СМП и двум ВЗПС – 35%.

Если канал или тракт являются международными, то оперативные нормы на них определяются в соответствии с рекомендацией М.2100 МСЭ-Т. Для оценки соответствия нормам рекомендации М.2100 части международного канала или тракта, проходящего по территории нашей страны, можно воспользоваться изложенной выше методикой определения норм, но при этом вместо табл. 13.10, надо использовать табл. 13.11. Часть канала или тракта, проходящая по территории нашей страны до международной станции (международного центра коммутации), также должна соответ-

## Часть 2. Синхронные ЦТС

ствовать нормам, рассчитанным по вышеприведенной методике, но при этом вместо данных табл. 13.10 следует использовать значения, указанные в табл. 13.11.

Таблица 13.10

Доля эксплуатационных норм на показатели ошибок для участка тракта (канала) длиной $L$ км на магистральной и внутризоновых первичных сетях ВСС России для определения оперативных норм					
	СМИ		ВЗПС		
№ п/п	Длина, км	$D_1$	№ п/п	Длина, км	$D_2$
1	$\leq 250$	0,015	1	$\leq 50$	0,023
2	$\leq 500$	0,020	2	$\leq 100$	0,030
3	$\leq 750$	0,025	3	$\leq 150$	0,039
4	$\leq 1000$	0,030	4	$\leq 200$	0,048
5	$\leq 1500$	0,038	5	$\leq 300$	0,055
6	$\leq 2000$	0,045	6	$\leq 400$	0,059
7	$\leq 2500$	0,050	7	$\leq 500$	0,063
8	$\leq 5000$	0,080	8	$\leq 600$	0,0750
9	$\leq 7500$	0,110			
10	$\leq 10000$	0,140			
11	$\leq 12500$	0,170			

Таблица 13.11

Распределение норм на международные каналы и тракты	
Длина $L$ , км	Доля расчетных норм (% от норм <i>PRO</i> из конца в конец)
$L \leq 500$	2,0
$500 < L \leq 1000$	3,0
$1000 < L \leq 2500$	4,0
$2500 < L \leq 5000$	6,0
$5000 < L \leq 7500$	8,0
$L > 7500$	10,0

### Глава 13. Нормирование параметров каналов и трактов ЦТС

Контроль показателей ошибок в каналах или трактах для определения соответствия оперативным нормам может проводиться в эксплуатационных условиях за различные периоды времени – 15 минут, 1 час, 1 сутки, 7 суток. Для анализа результатов контроля определяются пороговые значения  $S_1$  и  $S_2$  чисел ES и SES за период наблюдения  $T$ , при  $T \leq 1$  сутки, и одно пороговое значение  $BISPO$ , при  $T = 7$  суток (обозначения пороговых значений используются те же, что в рекомендации МСЭ-Т М.2100).

Расчет пороговых значений проводится в следующем порядке:

– определяется среднее допустимое число ES или SES за период наблюдения

$$PRO = D \cdot T \cdot B,$$

где  $D$  – суммарное значение доли общей нормы,  $T$  – период наблюдения в секундах,  $B$  – общая норма на данный показатель (берется из табл. 13.7 для ОЦК ES – 4%, SES – 0,1%);

– определяется пороговое значение  $BISPO$  за период наблюдения  $T$

$$BISPO = k \cdot PRO,$$

где  $k$  – коэффициент, определяемый видом эксплуатационного контроля;

– определяются пороговые значения  $S_1$ , и  $S_2$  по формулам:

$$\sigma = 2\sqrt{BISPO},$$

$$S_1 = BISPO - \sigma,$$

$$S_2 = BISPO + \sigma.$$

В табл. 13.12 приведены значения коэффициента  $k$  в зависимости от вида эксплуатационного контроля.

Если за период наблюдения  $T$  по результатам эксплуатационного контроля получено число ES или SES, равное  $S$ , то при  $S \geq S_2$  – тракт не принимается в эксплуатацию, при  $S \leq S_2$  – тракт принимается в эксплуатацию, при  $S_1 < S < S_2$  – тракт принимается условно – с проведением дальнейших испытаний за более длительные сроки.

Если после проведения дополнительных испытаний (например, 7 суток),  $S > BISPO$ , то тракт не принимается в эксплуатацию.

В некоторых системах ПЦИ прежних поколений, имеющихся на действующей первичной сети, показатели ошибок каналов и трактов могут не удовлетворять приведенным нормам.



## Часть 2. Синхронные ЦТС

Таблица 13.12

Предельные значения показателей ошибок (ES и SES) по отношению к  
долговременной эталонной норме

Вид испытания	Системы передачи	Сетевые тракты, участки, ОЦК
	<i>k</i>	
Ввод в эксплуатацию	0,1	0,5
Ввод после ремонта	0,125	0,5
Ввод с пониженным качеством	0,5	0,75
Эталонная норма	1,0	1,0
Вывод из эксплуатации	>10	>10

### 13.2.5. Оперативные нормы для трактов и секций СЦИ

Расчет оперативных норм для тракта или секции СЦИ базируется на данных, приведенных в табл. 13.13 – 13.15.

Для секции, пересекающей международные границы, доля *D* равна 0,2, согласно МСЭ-Т М.2101. Для национальной сети РФ следует пользоваться данными табл. 13.15.

Таблица 13.13

Суммарные эксплуатационные нормы по данным кратковременных из-  
мерений для трактов 27500 км

(7 суток и меньше – 50% от норм рекомендации G.826)

Контролируемый объект	Суммарные нормы (B)	
	ES%	SES%
VC-12	2	0,1
VC-2	2,5	0,1
VC-3	3,75	0,1
VC-4	8	0,1
STM-1 (секция или тракт)	8	0,1
STM-4(16) (секция или тракт)	Не применяется	0,1

Таблица 13.14

Доля от суммарных норм для трактов VC-п и компонентных трактов в зависимости от длины (МСЭ-Т М.2101)

Контролируемый объект, км	Доля от суммарных норм ( $D$ ), %
$d \leq 500$	2
$500 < d \leq 1000$	3
$1000 < d \leq 2500$	4
$2500 < d \leq 5000$	6
$5000 < d \leq 7500$	8
$d > 7500$	10

Таблица 13.15

Доля от суммарных норм для секций ВСС РФ в зависимости от длины

Длина секции, км	Доля от суммарных норм ( $D$ ), %
$d \leq 100$	0.6
$100 < d \leq 200$	0.8
$d > 200$	1.0

Пользуясь приведенными таблицами, определяют последовательно:

$B$  – значение показателей ошибок – по табл. 13.13;

$PRO$  – опорное значение показателя для данного тракта (секции) в процессе эксплуатации  $PRO = B \cdot D \cdot T$ , где  $D$  – определено из табл. 13.14 или 13.15,  $T$  – период измерений, с (принимают 1 сутки – 86400с);

$BISPO$  – значение показателя ошибок для приема объекта в эксплуатацию, причем для трактов  $BISPO = 0,5 \cdot APO$ , а для секций –  $BISPO = 0,1 \cdot APO$ ;

$S_1$  – нижний предел для показателя ошибок, обеспечивающий безусловный прием объекта в эксплуатацию  $S_1 = BISPO - 2 \cdot \sqrt{BISPO}$ ;

$S_2$  – верхний предел для показателя ошибок, обеспечивающий безусловный отказ от приема объекта в эксплуатацию  $S_2 = BISPO + 2 \cdot \sqrt{BISPO}$ .

## Часть 2. Синхронные ЦТС

Прием в эксплуатацию осуществляется при определении показателей в течение 24 или 2 часов. Если значение показателей ошибок находится в интервале  $S_1 - S_2$ , то измерения проводят в течение 7 суток.

После определения норм для ввода в эксплуатацию тракта или секции следует определить показатели ошибок для порогов ухудшения качества (DPL) и недопустимого качества (UPL). DPL определяется в течение 24 часов

$DPL = 0,75 \cdot PRO$  (для трактов VC и компонентных трактов STM-N);

$DPL = 0,50 \cdot PRO$  (для секций STM-N).

UPL – определяется по данным табл. 13.16 (время измерений 15 минут)

Таблица 13.16

Показатель недопустимого качества (UPL)

	VC-12	VC-2	VC-3	VC-4
ES (с)	120	120	150	180
SES (с)	15	15	15	15
	STM-1	STM-4	STM-16	STM-64
ES (с)	50	50	65	80
SES (с)	10	10	10	10

Определяются нормы на качество после ремонта (ARPL).

$ARPL = 0,5 \cdot PRO$  (для трактов VC и компонентных трактов STM-N),

$ARPL = 0,125 \cdot PRO$  (для секций STM-N).

В расчетах все значения округляются до ближайшего целого.

### 13.3. Нормирование фазовых флуктуаций

#### 13.3.1. Сетевые предельные нормы на фазовое дрожание

Максимальные значения фазового дрожания на иерархических стыках в цифровой сети, которые должны соблюдаться при всех эксплуатационных условиях и независимо от количества оборудования, включенного в тракт перед рассматриваемым стыком, должны быть не более значений, представленных в табл.13.17. Измерения должны проводиться по схеме, показанной на рис. 13.7, значения частот среза фильтров этой схемы также приведены в табл. 13.17.

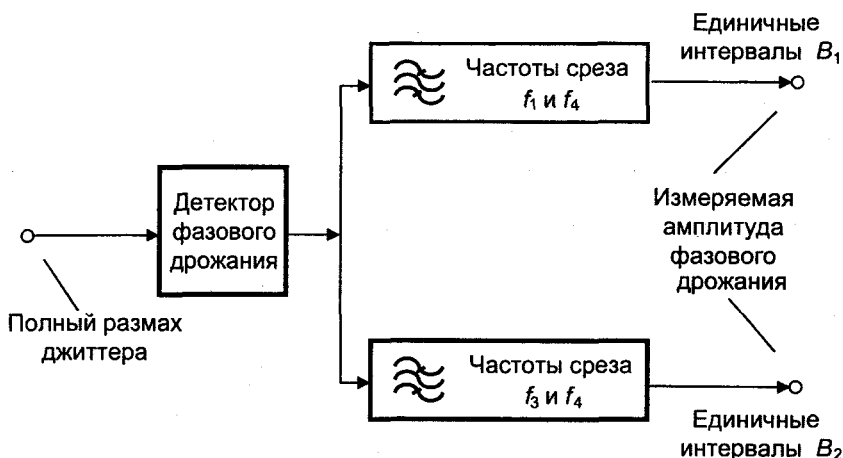


Рис.13.7 Схема измерений фазового дрожания

Сетевая предельная норма на дрейф фазы на любом иерархическом стыке не была определена и должна быть разработана в дальнейшем. Однако для стыков сетевых узлов определены следующие предельные значения.

Таблица 13.17

Максимально допустимое фазовое дрожание на иерархическом стыке

Скорость в тракте, кбит/с	Сетевая предельная норма (полный размах)		Полоса измерительного фильтра			ЕИ, нс
	$B_1$ , ЕИ	$B_2$ , ЕИ	$f_1$ , Гц	$f_3$ , кГц	$f_4$ , кГц	
64	0,25	0,05	20	3	20	15600
2048	1,5	0,2	20	18	100	488
8448	1,5	0,2	20	3	400	118
34368	1,5	0,15	100	10	800	29,1
139264	1,5	0,075	200	10	3500	7,18

ЕИ – единичный интервал ( $UI$ ) – интервал времени, достаточный для передачи одного бита информации.

## Часть 2. Синхронные ЦТС

Максимальная ошибка временного интервала (*MRTIE* – см. подпараграф 4.1.5) на стыках любых сетевых узлов за период наблюдения в  $S$  секунд не должна превышать:

для  $S < 10^4$  – эта область требует дальнейшего изучения,  
для  $S > 10^4$  –  $(10^2 S + 10000)$  нс.

### 13.3.2. Предельные нормы на фазовое дрожание цифрового оборудования

Любое цифровое оборудование различных иерархических уровней должно без существенного ухудшения в работе выдерживать на входе цифровой псевдослучайный испытательный сигнал, модулированный синусоидальным дрейфом и дрожанием фазы. Амплитудно-частотная зависимость модулирующего сигнала определена маской, показанной на рис. 13.8, и со значениями, приведенными в табл. 13.18.

Максимальное фазовое дрожание, создаваемое отдельными видами оборудования при отсутствии фазового дрожания на его входе должно определяться требованиями на конкретные виды оборудования. В любом случае эти нормы не должны превышать допустимых сетевых норм.

Характеристики передачи дрожания определяют частотную зависимость отношения амплитуды выходного фазового дрожания к амплитуде входного фазового дрожания для данной скорости передачи.

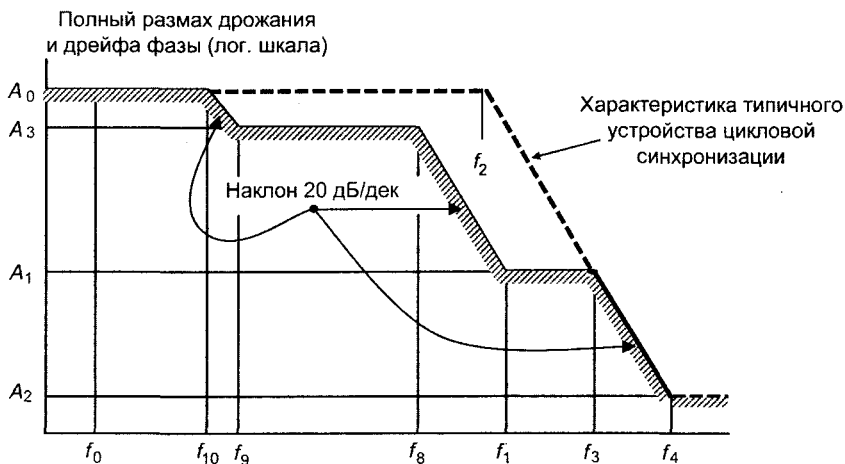


Рис. 13.8 Нижний предел максимально допустимого входного дрожания и дрейфа фазы

Таблица 13.18

Допуски на дрожание и дрейф фазы на входе тракта

Скорость передачи, кбит/с	Полный размах в ЕИ				Частота								Испытательный блок
	A <sub>0</sub>	A <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>	A <sub>3</sub>	f <sub>0</sub> , Гц	f <sub>10</sub> , Гц	f <sub>6</sub> , Гц	f <sub>8</sub> , Гц	f <sub>1</sub> , Гц	f <sub>2</sub> , Гц	f <sub>3</sub> , кГц	f <sub>4</sub> , кГц	
64	1,15	0,25	0,05		1,2·10 <sup>-5</sup>				20	600	3	20	2 <sup>11</sup> -1 Рек. О.152
2048	36,9	1,5	0,2	18	1,2·10 <sup>-5</sup>	4,88·10 <sup>-3</sup>	0,01	1,667	20	2,4*	18	100	2 <sup>15</sup> -1 Рек. О.151
8448	152	1,5	0,2		1,2·10 <sup>-5</sup>				20	400	3	400	2 <sup>15</sup> -1 Рек. О.151
34368	618,6	1,5	0,15						100	1*	10	800	2 <sup>23</sup> -1 Рек. О.151
139264	2506,6	1,5	0,075						200	500	10	3500	2 <sup>23</sup> -1 Рек. О.151

\* Значение частоты приведено в килогерцах

## Часть 2. Синхронные ЦТС

Типичная характеристика передачи фазового дрожания была рассмотрена в § 11.1 и приведена на рис. 11.8.

Нормы для фазового дрожания относятся к условным эталонным цифровым участкам, протяженностью до 280 км на магистральной сети и до 50 км на внутризональной сети. Эти нормы получены в предположении, что только несколько цифровых участков могут быть соединены последовательно, а фазовое дрожание от асинхронного оборудования группообразования не учитывается. Если эти условия на реальных трактах не соблюдаются, то может потребоваться введение более строгих норм или/и использование других средств уменьшения фазового дрожания. Нормы для этого случая подлежат разработке.

Предельные нормы для цифровых участков должны соблюдаться на всех участках, независимо от длины и количества регенераторов, а также независимо от вида передаваемого сигнала.

Полный максимальный размах фазового дрожания на выходе цифрового участка в отсутствие фазового дрожания на входе при любых возможных состояниях сигнала не должен превышать значений, приведенных в табл. 13.19.

Таблица 13.19

Допуски на выходное фазовое дрожание цифрового участка при отсутствии фазового дрожания на его входе

Скорость, кбит/с	Длина цифрового участка, км	Максимальное выходное фазовое дрожание (полный размах)		Полоса измерительного фильтра с нижней частотой среза $f_1$ или $f_3$ и верхней частотой среза $f_4$		
		Для $f_1-f_4$ , ЕИ	Для $f_3-f_4$ , ЕИ	$f_1$ , Гц	$f_3$ , кГц	$f_4$ , кГц
2048	50	0,75	0,2	20	18	100
8448	50	0,75	0,2	20	3	400
34368	50	0,75	0,15	100	10	800
34368	280	0,75	0,15	100	10	800
139264	280	0,75	0,075	200	10	3500

## Глава 14

### СПЕЦИАЛЬНЫЕ ЦИФРОВЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

#### 14.1. Цифровые телекоммуникационные системы абонентского доступа

##### 14.1.1. Принципы построения ЦТС абонентского доступа

Абонентская сеть, связывающая абонентские терминалы и коммутационные станции, является одной из наиболее дорогостоящих частей телекоммуникационной сети, поглощающей до половины капитальных затрат. В настоящее время абонентская сеть базируется на уже проложенных телефонных кабелях с симметричными парами, причем кабельная канализация практически заполнена. Поэтому для дальнейшего увеличения телефонной плотности и расширения сферы предоставляемых абоненту услуг предполагается использовать ЦТС, учитывающие особенности существующих абонентских линий, о которых будет сказано ниже.

Использование на телефонных сетях систем с электронной коммутацией и ИКМ привело к разработке малоканальных абонентских ЦТС с ИКМ, получивших в международной практике общее название *цифровой абонентской линии* или *цифрового абонентского окончания xDSL* (x-Digital Subscriber Line/Loop).

Одной из первых технологий xDSL, обеспечивающей так *называемый первичный доступ* к цифровой сети интегрального обслуживания (ЦСИО), явилась технология HDSL (высокоскоростная High-bit-rate DSL). HDSL в европейском варианте позволяет реализовать передачу дуплексного потока по двум парам городского телефонного кабеля со скоростью 2048 кбит/с. Технологию, обеспечивающую передачу потока со скоростью 2048 кбит/с по одной паре городского телефонного кабеля, называют SDSL (Single pair DSL).

Информатизация общества приводит к росту объемов обмена данными, что требует существенного повышения скорости предоставляемого абоненту цифрового потока. Это обеспечивается созданием широкополосной ЦСИС (Ш-ЦСИС), где скорость доступа достигает 155 Мбит/с. Такая скорость обмена требуется при мультимедийных приложениях.



тимедиа-связи для полноценной коллективной работы на расстоянии, как правило, через глобальную компьютерную сеть Интернет.

Работая с Интернет, пользователь обычно получает существенно большие объёмы информации, чем передает сам, поэтому пропускную способность абонентской линии разделяют между направлениями не поровну. Технология ADSL (*асимметричная Asymmetric DSL*) рассчитана на передачу до 6 Мбит/с от станции к абоненту и до 0,64 Мбит/с – от абонента к станции. Принцип ADSL основан на передаче высокоскоростного цифрового потока над спектром низкочастотного телефонного канала, причем этот поток распределён между большим количеством подканалов с разделением по частоте. Поэтому величина фактической скорости передачи при ADSL может автоматически адаптироваться к конкретным условиям (по затуханию, линейным искажениям, помехам) абонентской линии. Такая ADSL называется RADSL (адаптивная – Rate adaptive ADSL), позволяющая изменять скорость нисходящего потока (от станции к абоненту) от 8 Мбит/с до 1 Мбит/с.

В настоящее время стандартизируется технология VDSL (сверхвысокоскоростная Very-high-bit-rate DSL). Эта технология обеспечивает скорости передачи до 52 Мбит/с для нисходящего потока и до 6,5 Мбит/с – для восходящего в асимметричном варианте (VADSL) или до 26 Мбит/с в симметричном варианте (VHDSL). Технология VDSL предназначена для доведения до абонента цифровых потоков по кабелям с металлическими жилами на сетях, где произведено частичное внедрение волоконно-оптического кабеля.

Затухания, вносимые телефонными кабелями, и переходные влияния между парами резко возрастают на частотах выше 200...300 кГц. Поэтому сигналы, посредством которых передаются потоки на абонентской сети, должны иметь высокую эффективность использования полосы частот. Выше, в § 6.3, указывалось, что повышение эффективности использования полосы частот (снижения тактовой частоты) может быть получено за счет применения многоуровневых кодов. Например, применение кода 2B1Q позволяет повысить эффективность в два раза. В настоящее время большое распространение получил код типа CAP-M (с амплитудно-фазовой модуляцией без несущей – Carrierless Amplitude-Phase Modulation). Этот код позволяет добиться еще большей эффективности за счет усложнения алгоритма кодирования и некоторого снижения помехоустойчивости. Подробнее построение этого кода будет рассмотрено в подпараграфе 14.1.2.

В ряде случаев повышения эффективности ЦТС можно достичь, если при передаче сигналов использовать не ИКМ, а разностные

виды модуляции, например адаптивную дифференциальную импульсно-кодую модуляцию (АДИКМ). В связи с этим в рекомендациях МСЭ-Т предусматривается возможность образования канала ТЧ в ЦТС не только на базе основного цифрового канала ОЦК со скоростью передачи 64 кбит/с, но и со скоростями 32, 16 и 8 кбит/с при использовании различных видов разностной модуляции. Однако при скоростях передачи ниже 64 кбит/с канал ТЧ, несколько уступает каналу ТЧ, сформированному на базе ОЦК по качеству и возможностям передачи различных видов информации.

В рекомендации G.721 МСЭ-Т подробно изложены вопросы, связанные с применением АДИКМ при скорости передачи 32 кбит/с. В этой рекомендации описаны принципы формирования сигнала, приведены схемы кодирующих и декодирующих устройств, а также схемы транскодеков – устройств, позволяющих осуществлять переход от сигнала ИКМ, передаваемого со скоростью 64 кбит/с, к сигналу АДИКМ при скорости передачи 32 кбит/с и наоборот.

В рекомендации G.761 МСЭ-Т предусматривается возможность применения 60-канального транскодера, обеспечивающего переход от двух стандартных цифровых потоков со скоростью передачи 2,048 кбит/с, образованных методом ИКМ, к одному цифровому потоку с той же скоростью, но при использовании АДИКМ и наоборот. Это дает возможность при необходимости вдвое увеличить пропускную способность первичного цифрового группового тракта, в котором вместо 30 каналов организуется 60. Подробнее принципы разностных видов модуляции рассматриваются ниже, в § 14.3.

### 14.1.2. Метод кодирования CAP-M

В обозначении кода CAP-M символ  $M = 2^m$  обозначает число символов кода, где  $m$  – равно количеству бит на один символ. Для сравнения заметим, что в коде 2B1Q имеется четыре различных символа, а количество бит на символ равно двум.

Метод формирования кода CAP-M основан на принципе фазового разделения амплитудно-модулированных квадратурных составляющих. Функциональная схема, поясняющая принцип работы модема CAP, показана на рис. 14.1. На вход устройства разделения УР поступает исходный цифровой поток со скоростью  $B$ , которое разделяет его на два субпотока А и Б, имеющие скорости  $B/2$ . Из каждого субпотока посредством преобразователя кода ПК формируется  $L$ -уровневый сигнал с тактовой частотой  $f_i = B/2 \log_2 L$ . Фильтры нижних частот ограничивают спектры многоуровневых сигналов частотой  $f_b = f_i/2$ , что необходимо для их восстановления на приеме.

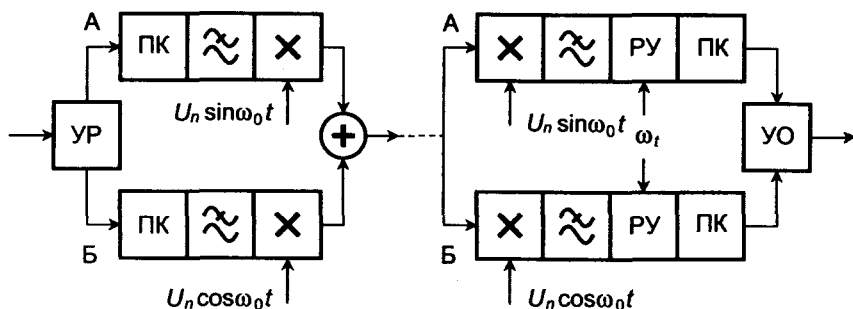


Рис. 14.1. Функциональная схема модема CAP-M

Сигналы  $S_A(t)$  и  $S_B(t)$  с выходов фильтров нижних частот поступают на перемножители, где они модулируют соответствующие гармонические переносчики  $U_n \sin \omega_0 t$  и  $U_n \cos \omega_0 t$  по амплитуде. Таким образом, сигнал CAP, который формируется на выходе сумматора, можно представить в следующем виде

$$W(t) = S_A(t) \cdot \cos \omega_0 t + S_B(t) \cdot \sin \omega_0 t.$$

На рис. 14.2 представлена структура частотного спектра сигнала CAP в различных точках тракта. На верхней левой диаграмме показан спектр сигнала на выходе фильтра нижних частот любого из субканалов А или Б. Примерно такой вид спектр будет иметь, если в исходных сигналах будут отсутствовать низкочастотные составляющие (коды на выходах ПК будут сбалансированы). Спектр модулированного сигнала на выходе перемножителя состоит из двух боковых полос верхней и нижней. Сигнал переносчика будет отсутствовать в спектре, если сигналы  $S_A(t)$  и  $S_B(t)$  не имеют постоянной составляющей. Желательно, чтобы этот спектр был сосредоточен в низкочастотной части диапазона, где затухание кабеля сравнительно невелико. Очевидно, что для этого частота переносчика будет равна верхней частоте спектра сигнала  $f_0 = f_b$ . При этом спектр каждого из субканалов на выходе перемножителя, а, следовательно, и на выходе сумматора должна быть соответствовать правой диаграмме рис. 14.2. Таким образом, минимальная ширина спектра сигнала CAP составит  $\Delta F_{\min} = 2f_b = f_t = B/2 \log_2 L$ . Заметим, что если в каждом из субканалов используется L-уровневый код, то количество различных символов сигнала CAP-M составит  $M = 2m = L^2$ . Тогда  $\Delta F_{\min} = B/\log_2 M = B/m$ , а предельная эффективность использования полосы частот будет равна  $m$  бит/с на Гц. Например, для CAP-64

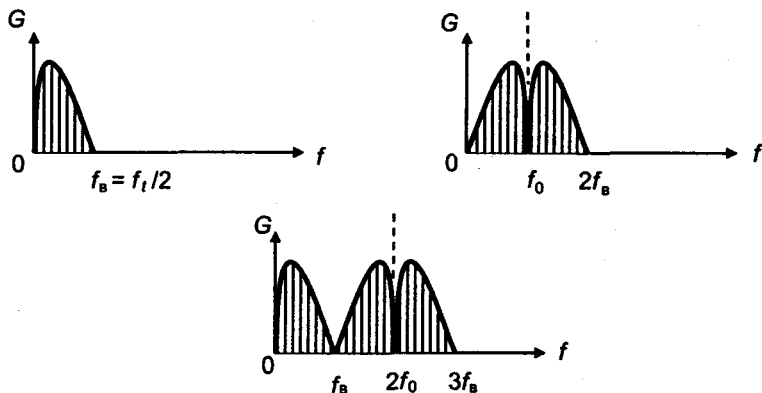


Рис. 14.2. Спектры сигнала CAP-M в различных точках тракта

$m = 6$ , а для CAP-128  $m = 7$  (бит/с)Гц. Таким образом, если при использовании кода МЧПИ эффективность передачи составляет 2 (бит/с)Гц, кода 2B1Q – 4 (бит/с)Гц, а затухание кабеля увеличивается пропорционально корню квадратному из частоты, несложно определить соотношение длин регенерационных участков для этих случаев. Оно оказывается равным  $1 \cdot 1,41 \cdot 1,32$ , т.е. длина регенерационного участка, определенная при использовании кода МЧПИ, может быть увеличена в 1,41 раза при использовании кода 2B1Q и еще в 1,32 раза при использовании кода CAP-128.

Процедура демодуляции сигнала CAP-M на первом этапе заключается в перемножении принятого сигнала с гармоническими переносчиками (см. рис. 14.1). Определим сигнал на выходе перемножителя демодулятора субканала А и проанализируем его спектральный состав.

$$V_A(t) = W(t)\cos\omega_0 t = S_A(t)\cos^2\omega_0 t + S_B(t)\sin\omega_0 t\cos\omega_0 t = \\ = 0,5[S_A(t) + S_A(t)\cos 2\omega_0 t + S_B(t)\sin 2\omega_0 t].$$

Спектр первого слагаемого в квадратных скобках сосредоточен в полосе частот  $0, \dots, f_b$ , как это видно из нижней диаграммы рис. 14.2. Именно он является полезным продуктом преобразования и выделяется фильтром нижних частот. Второе и третье слагаемое – боковые полосы амплитудно-модулированного колебания с несущей частотой  $2f_0$ . Поскольку эти спектры не перекрываются со спектром сигнала  $S_A(t)$ , последний может быть выделен без искажений. Аналогично на выходе субканала Б будет получен сигнал  $S_B(t)$ .

Дальнейшая обработка сводится к регенерации многоуровневого сигнала в решающем устройстве РУ, преобразованию многоуровневого сигнала в двоичный, которое выполняет преобразователь кода ПК, и, наконец – формированию с помощью устройства объединения УО выходного сигнала из двух субпоток.

Помимо более эффективного использования полосы частот, нежели при применении кодов МЧПИ и 2В1Q, использование кода CAP-M оказывается выгодным и потому, что сигнал в этом коде не содержит низкочастотных составляющих. Поэтому он не искажается при ограничении его спектра снизу, не чувствителен к низкочастотным наводкам от силовых установок, не оказывает влияния на цепи, по которым ведется передача в тональном диапазоне, и не подвержен влиянию сигналов тональной частоты.

### 14.1.3. Принципы дифференциальной ИКМ

Аналого-цифровое преобразование с применением ИКМ заключается в том, что кодируются и передаются на приемную сторону мгновенные значения первичного сигнала  $S(nT_d)$ . Каждое мгновенное значение при этом может быть любым в пределах динамического диапазона сигнала. Действительно, это имеет место, если кодируется групповой АИМ-сигнал. Если же кодируется индивидуальный сигнал, то поскольку его мгновенные значения коррелированы, можно предположить, что мгновенные значения, расположенные близко друг от друга, будут мало отличаться. На этом основываются разностные или дифференциальные виды модуляции, при которых передается информация о приращении данного значения по сравнению с предыдущим. Как показывает опыт, эти методы позволяют в ряде случаев существенно повысить эффективность системы передачи.

Дифференциальная ИКМ (ДИКМ) является разностным методом аналого-цифрового преобразования, при котором кодируются и передаются на приемную сторону величины разностей  $y(nT_d)$  между мгновенными значениями первичного сигнала  $S(nT_d)$ , разделенными периодом дискретизации  $T_d^*$ , и их оценками  $\hat{S}(nT_d)$ , формируемыми по определенному алгоритму при помощи специального устройства, называемого предсказателем П.

Функциональная схема кодера ДИКМ изображена на рис. 14.3. Состояние схемы показано на момент времени  $t = nT_d$ . Здесь треугольником обозначено вычитающее устройство, кружком – сумма-

\* Период дискретизации при ДИКМ выбирают по теореме Котельникова

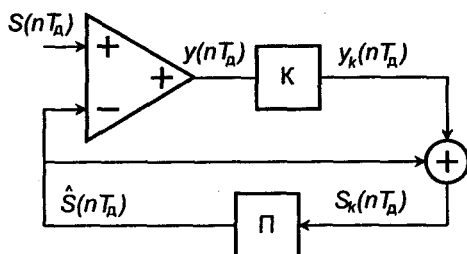


Рис. 14.3 Функциональная схема кодера ДИКМ

тор, символом  $K$  – квантователь. На практике не существует квантователя, как отдельного функционального узла, поскольку операция квантования осуществляется в результате аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразований.

Чем точнее предсказание, тем меньше величина разности  $y(nT_d) = S(nT_d) - \hat{S}(nT_d)$ . Следовательно, при достаточно точном предсказании можно уменьшить количество уровней квантования при фиксированном шаге, сократив тем самым разрядность кодового слова, и соответственно – скорость передачи по сравнению с ИКМ при одной и той же защищенности сигнала от помехи квантования. И наоборот, возможно сохранить скорость передачи прежней, но увеличить защищенность от помехи квантования за счет уменьшения величины шага. Величина выигрыша в защищенности составляет

$$\Delta A_s = 20 \lg(\bar{u}_s / \bar{u}_y),$$

где  $\bar{u}_s$  – действующее значение напряжения первичного сигнала  $S(t)$ ,  $\bar{u}_y$  – действующее значение напряжения разностного сигнала  $y(t)$ . Каждые 6 дБ выигрыша дают возможность сократить длину кодового слова на один разряд.

Оценки (предсказываемые значения)  $\hat{S}(nT_d)$  формируют на основе предшествующих значений первичного сигнала, восстановленных в цепи обратной связи

$$\hat{S}(nT_d) = C_1 S_k[(n-1)T_d] + C_2 S_k[(n-2)T_d] + \dots + C_p S_k[(n-p)T_d].$$

Числа  $C_1, C_2, \dots, C_p$  называют коэффициентами предсказания, их количество определяет порядок предсказания  $p$ . Он показывает, сколько предшествующих отсчетов сигнала учитывалось при формировании оценок (предсказаний). Чем больше  $p$ , тем точнее предсказание. Квантованные значения сигнала отличаются от некванто-

ванных на величину ошибки квантования, которая обычно невелика по сравнению с сигналом. Поэтому обычно считают, что квантование мало сказывается на точности прогноза.

Коэффициенты предсказания могут быть выбраны так, чтобы отношение  $\bar{u}_s / \bar{u}_y$ , определяющее величину выигрыша  $\Delta A_s$ , было максимальным. Такой предсказатель называют оптимальным. Доказано, что при оптимальном предсказании

$$(\bar{u}_s / \bar{u}_y)_p = (\det[R_p] / \det[R_{p+1}])^{1/2},$$

где  $\det[R_p]$  – определитель  $p$ -го порядка корреляционной матрицы входного (первичного) сигнала  $S(t)$ . Например,

$$\det[R_1] = 1, \det[R_2] = \begin{vmatrix} 1 & R(T_\delta) \\ R(T_\delta) & 1 \end{vmatrix}, \det[R_3] = \begin{vmatrix} 1 & R(T_\delta) & R(2T_\delta) \\ R(T_\delta) & 1 & R(T_\delta) \\ R(2T_\delta) & R(T_\delta) & 1 \end{vmatrix}, \dots,$$

где  $R(\tau)$  – нормированная корреляционная функция сигнала  $S(t)$ .

Для оптимального предсказания первого порядка запишем

$$(\bar{u}_s / \bar{u}_y)_1 = \left( \begin{vmatrix} 1 & R(T_\delta) \\ R(T_\delta) & 1 \end{vmatrix} \right)^{-1/2} = [1 - R^2(T_\delta)]^{-1/2}.$$

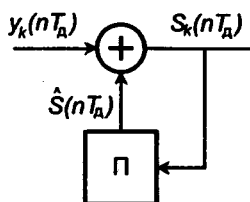
Положив  $R(T_\delta) = 0,95$ , получим  $(\bar{u}_s / \bar{u}_y) = 3,2$  и  $\Delta A_s = 10,1$  дБ.

Из приведенного примера следует, что чем сильнее корреляция между отсчетами или, проще говоря, чем медленнее изменяется сигнал, тем больший выигрыш дает ДИКМ. Корреляционная функция сигнала связана с его энергетическим спектром преобразованием Фурье. Поэтому справедливо и такое утверждение: чем выше концентрация спектра сигнала в низкочастотной области, тем эффективнее использование ДИКМ. Заметим, что для телефонных сигналов характерен именно такой спектр.

Рассматривая схему кодера ДИКМ, можно заметить, что на выходе предсказателя восстанавливается исходный (первичный) сигнал  $S_k(t)$  с точностью до ошибки квантования. Следовательно, структура декодера (рис. 14.4) полностью повторяет структуру цепи обратной связи кодера, иными словами, декодер является неотъемлемой частью кодера.

Изучение телефонных сигналов показало, что их средняя мощность изменяется в весьма широком динамическом диапазоне, достигающем 40 дБ (10000 раз по мощности), поскольку на вход аппаратуры они приходят от разных абонентов, с различных телефон-

Рис. 14.4. Функциональная схема декодера ДИКМ



ных аппаратов, по разным линиям связи. Но даже при одном и том же разговоре наблюдается значительный разброс мгновенных мощностей, например, мощность гласных звуков примерно в 100 раз больше мощности согласных.

Спектрально-корреляционные характеристики телефонного сигнала изменяются во времени и также зависят от произносимых звуков. Вокализованные звуки (гласные и звонкие согласные) отличаются значительной неравномерностью спектра и его концентрацией в низкочастотной области, невокализованные (щелевые и взрывные) – более равномерным спектром. По этим причинам кодек ДИКМ, имеющий фиксированные параметры предсказателя и квантователя, оказывается недостаточно эффективным. Необходимо, чтобы кодер подстраивался (адаптировался) под текущий сигнал.

Эта задача решается с помощью адаптивной дифференциальной ИКМ (АДИКМ). Функциональная схема кодера АДИКМ показана на рис. 14.5.

Здесь разностный сигнал квантуют при помощи адаптивного квантователя АК, шаг квантования которого изменяется в зависимости от его величины: чем больше этот сигнал, тем больше и шаг.

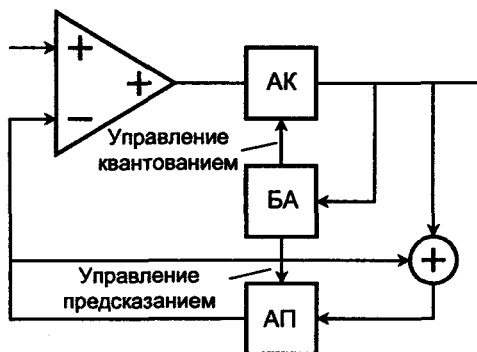


Рис. 14.5. Функциональная схема кодера АДИКМ



Величины коэффициентов предсказания непрерывно адаптируются к изменяющейся кратковременной корреляционной функции. Управляет всеми этими изменениями блок адаптации БА. Поскольку сигналы управления квантователем и предсказателем формируются из квантованного разностного сигнала, который при отсутствии ошибок в линейном тракте точно известен на приемной стороне, не требуется дополнительного канала для передачи в декодер управляющей информации.

Транскодированием называют преобразование цифрового сигнала из одного формата в другой. Прямое преобразование осуществляет транскодер, обратное – трансдекодер, совокупность этих двух устройств называется транскодек. Наиболее распространено преобразование стандартной восьмиразрядной ИКМ со скоростью передачи 64 кбит/с в четырехразрядную АДИКМ, имеющую скорость 32 кбит/с. Субъективные испытания показывают, что преобразование ИКМ-64/АДИКМ-32 происходит практически без потери качества и для абонента почти не заметно.

Повсеместное применение основных цифровых каналов (ОЦК) со скоростью передачи 64 кбит/с, полученных в результате восьмиразрядной логарифмической ИКМ, и широкое применение систем со сжатием информации АДИКМ-32, а также АДИКМ-16 (скорости передачи в канале 32 кбит/с и 16 кбит/с соответственно) потребовали унификации методов и аппаратуры преобразования сигналов. Это обусловило появление международных рекомендаций по реализации соответствующих видов транскодирования. В частности, транскодирование ИКМ-64/АДИКМ-32 регламентируется Рекомендацией G.721 МСЭ-Т.

Функциональные схемы транскодера и трансдекодера ИКМ-АДИКМ по Рекомендации G.721 показаны на рис. 14.6 и 14.7. На схемах использованы обозначения: АЦП, ЦАП аналого-цифровой и цифро-аналоговый преобразователь, АП – адаптивный предсказатель, ВПСА – вычислитель параметра скорости адаптации и ВМК – вычислитель масштабного коэффициента шагов квантования. Обозначения сигналов:  $u$  и  $\hat{u}$  – мгновенные амплитуды аналогового передаваемого сигнала и предсказанного сигнала,  $u_p$  – разностный сигнал;  $\hat{u}$  и  $\hat{u}_p$  – соответствующие сигналы, квантованные АДИКМ;  $u$  и  $a$  – масштабный коэффициент и параметр скорости адаптации. Последние величины на рисунках приведены в функции дискретного времени  $k$  с целью подчеркнуть их изменения в процессе работы транскодека.

В транскодере входной ЦАП восстанавливает передаваемый аналоговый сигнал  $u$ , который вместе с предсказанным сигналом подается на схему вычитания, где формируется разностный сигнал

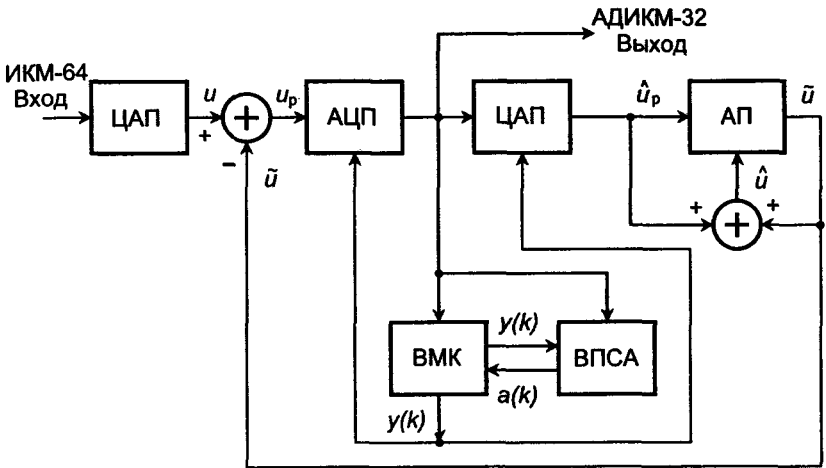


Рис. 14.6. Функциональная схема кодера АДИКМ-32

$$u_p = u - \hat{u} \quad (14.1)$$

Полученный сигнал преобразуется, в АЦП в цифровую форму и поступает на выход транскодера и в цепь обратной связи (местный декодер). Цепь обратной связи содержит узлы ЦАП, АП, ВМК и ВПСА. АЦП – четырехразрядный кодер (16-уровневый квантователь), шаг квантования в соответствии с процессом адаптации системы меняется во времени в функции  $y(k)$ .

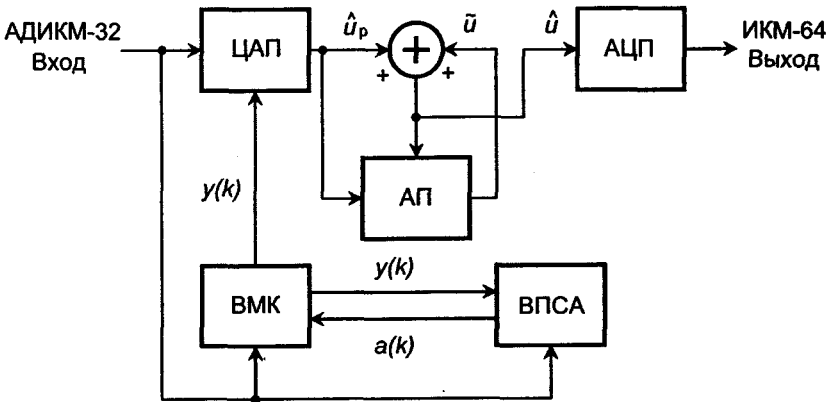


Рис. 14.7. Функциональная схема декодера АДИКМ-32

## Часть 2. Синхронные ЦТС

Масштабный коэффициент  $y(k) = 1,06, \dots, 10$  устанавливает в момент  $k$  необходимую величину шага квантования в соответствии с табл. 14.1. Параметр скорости адаптации  $a(k)$  меняет масштабный коэффициент от шага к шагу дискретизации, подстраиваясь под сигнал, этот параметр находится в пределах  $0 \leq a(k) \leq 1$ .

Таблица 14.1

Уровень квантования сигнала $\log_2  \hat{u}_p(k)  - y(k)$	Номер уровня квантования, $l$	Уровень восстановления сигнала	Уровень квантования сигнала $\log_2  \hat{u}_p(k)  - y(k)$	Номер уровня квантования, $l$	Уровень восстановленного сигнала
[3,12...+∞)	7	3,32	[1,38...1,91)	3	1,66
[2,72...3,12)	6	2,91	[0,62...1,38)	2	1,05
[2,34...2,72)	5	2,52	[-0,98...0,62)	1	0,031
[1,91...2,34)	4	2,13	[-∞...-0,98)	0	-

При этом кодер формирует четырехразрядные комбинации, в которых первый разряд передает полярность разностного сигнала, второй – четвертый разряды дают двоичное выражение числа  $l$  – номера уровня квантования.

В АП рассчитывается предсказанное значение сигнала  $\bar{u}$  путем линейной обработки значений шести отсчетов сигнала. Алгоритм линейной обработки можно выразить формулой

$$\bar{u}(k) = \sum_{i=1}^2 \alpha_i (k-1) \cdot \hat{u}(k-i) + \sum_{i=1}^6 \beta_i (k-1) \cdot \hat{u}_p(k-i)$$

где  $\alpha_i$  и  $\beta_i$  – коэффициенты адаптивного предсказания по квантованным значениям сигнала  $\hat{u}(k)$  и квантованным значениям ошибки предсказания  $\hat{u}_p(k) = \hat{u}(k) - \bar{u}(k)$ .

Схема суммирования формирует сигнал  $\hat{u} = \hat{u}_p - \bar{u}$ , это соотношение справедливо на основании (14.1). Полученный сигнал – корректирующая добавка к разностному сигналу  $\hat{u}_p$ , позволяющая в местном декодере из разностного сигнала получить собственно сигнал с точностью до ошибки квантования АДИКМ. Таким образом, в местном декодере имеется точка, где действует исходный сигнал  $u$ . В транс-

декодере, который, в основном, повторяет местный декодер транскодера, эта точка дает выход аналогового сигнала. Сформированный аналоговый сигнал в трансдекодере преобразуется в формат восьмиразрядной ИКМ выходным АЦП.

Обратим внимание на то, что местный декодер формирует предсказанный сигнал  $\hat{u}$ , и управляющий сигнал  $u$  на основании обработки сигнала АДИКМ-32, передаваемого в цифровой канал (линию). Следовательно, аналогичное устройство на приеме – декодер АДИКМ транскодера – таким же образом получит сигналы  $\hat{u}$  и  $u$  из принимаемого сигнала АДИКМ-32, а также переданный сигнал  $\hat{u}$ . Поэтому нет необходимости отдельно передавать сигналы управления на дальний конец. Вся информация об адаптации извлекается из собственно сигнала АДИКМ как в местном декодере ближнего конца, так и в декодере дальнего конца.

На схемах рис. 14.6 и 14.7 не показаны буферные регистры, синхронизированные частотой 8 кГц, которые служат для накопления сигналов с целью их обработки и с целью равномерной выдачи сформированных сигналов в дальнейшие цепи, в том числе на выход трансдекодера.

### 14.1.4. Примеры реализации ЦТС абонентского доступа

В настоящее время существует множество цифровых телекоммуникационных систем для обеспечения абонентского доступа.

Рассмотрим подробнее две системы, одна из которых предназначена для организации небольшого количества основных цифровых каналов, а другая – для обеспечения высокоскоростного доступа, позволяющего передавать сигналы подвижных изображений.

В качестве примера малоканальной ЦТС рассмотрим аппаратуру TOPGAIN-4-NATEKS, обеспечивающую независимую работу от 2-х до 4-х телефонных каналов по металлической кабельной паре, и аппаратуру PCM-8BA, позволяющую организовать до восьми каналов. Малоканальные ЦТС используются в симметричной технологии абонентского доступа (SDSL). Общий принцип построения оборудования как четырех, так и восьмиканального приблизительно одинаковы. На рис. 14.8 приведена структурная схема стационарного комплекта SDSL.

Аналоговые сигналы от абонентских комплектов АТС через устройства согласования УС поступают на кодеки ИКМ, на выходах которых получают потоки со скоростями передачи 64 кбит/с. Таким образом, физическая абонентская линия от стационарных портов заканчивается на входе стационарного комплекта ЦТС. Затем цифро-

## Часть 2. Синхронные ЦТС

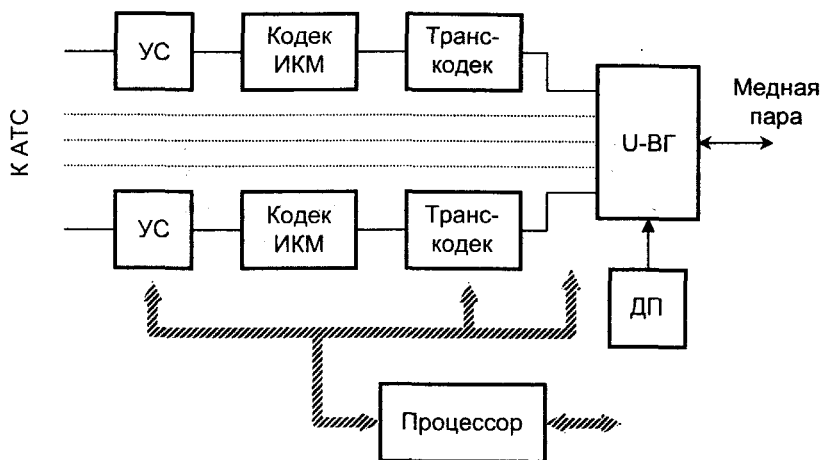


Рис. 14.8. Структурная схема станционного комплекта SDSL

вые потоки поступают на транскодеки, где сжимаются с применением алгоритма АДИКМ до скорости 32 кбит/с или 16 кбит/с, в зависимости от числа каналов в системе. Процедура сжатия может быть отключена оператором, например, при передаче по каналам дискретной информации, когда сжатие приводит к существенному ухудшению качества, однако это приводит к уменьшению числа каналов. После транскодирования цифровые потоки мультиплексируются в блоке U-ВГ и кодируются линейным кодом 2B1Q. Формат линейного сигнала соответствует стандартному U-интерфейсу узкополосной цифровой сети интегрального обслуживания (У-ЦСИО).

U-интерфейс обеспечивает организацию двух информационных каналов по 64 кбит/с, называемых каналами В, и одного канала управления со скоростью 16 кбит/с (канала D). Для служебных целей в системе, кроме указанных каналов, организуется еще один дополнительный канал со скоростью 16 кбит/с.

В рассматриваемых системах два канала В используются для передачи цифровых потоков, кодирующих речь. При этом в случае четырехканальной аппаратуры по каждому каналу В передается по два канала, сжатых до 32 кбит/с каждый, а в случае восьмиканальной – по четыре, сжатых до 16 кбит/с каждый. В каналы D блок U-ВГ вводит сигналы управления и взаимодействия АТС, поступающие от устройств согласования УС, а также служебные сигналы, используемые в системе для самодиагностики и диагностики цифровой абонентской линии. Таким образом, скорость передачи в линии

составляет 160 кбит/с, применение кода 2B1Q позволяет снизить тактовую частоту сигнала вдвое, т.е. до 80 кГц.

В данных ЦТС двусторонняя связь организуется по двухпроводной линии. Для разделения направлений передачи и приема используется дифференциальная система, дополняемая системой эхокомпенсации. По сравнению с методами частотного или временного разделения приема и передачи данный способ обеспечивает наибольшую дальность связи, так как не требует удвоения полосы частот, занимаемой линейным сигналом. На рис. 14.9 показан принцип действия такого развязывающего устройства. Сигнал из направления передачи через дифференциальную систему ДС направляется в линию. Балансный контур БК не обеспечивает достаточно точной настройки на параметры линии, в результате к слабому сигналу на приеме добавляется помеха в виде эха. Эхокомпенсатор состоит из адаптивного цифрового фильтра и вычитателя в направлении приёма. Из реального эха вычитается его копия, сформированная в фильтре. Если характеристики передачи фильтра достаточно точно совпадают с характеристиками пути эха через ДС (с учетом всех отражений в линии), то на выходе направления приема эхо практически отсутствует. Подстройка адаптивного цифрового фильтра производится непрерывно по разностному сигналу эха. Эхокомпенсаторы реализуют на цифровых сигнальных процессорах, общего применения или специализированных.

Вся работа станционного полукомплекта ЦТС проходит под управлением микропроцессора. В свою очередь, микропроцессор станционного полукомплекта обменивается информацией с центральным процессором модуля диагностики и управления и далее через систему централизованного сетевого управления с центральным управляющим компьютером.

Абонентский полукомплект по своей структуре во многом повторяет станционный. Особенностью абонентского полукомплекта яв-

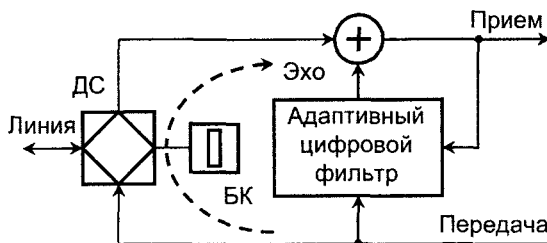


Рис. 14.9. Функциональная схема эхокомпенсации

## Часть 2. Синхронные ЦТС

ляется необходимость реализации в нем абонентской сигнализации, в том числе вызывного сигнала (звонка) и питания абонентских телефонных аппаратов, что требует достаточно большой мощности. Поэтому в абонентском полукомплекте содержится собственный вторичный источник питания, получающий энергию либо по цифровой абонентской линии от станционного полукомплекта, либо от бытовой электросети (110В или 220 В) в случае локального питания.

Система TOPGAIN-4-NATEKS содержит до 16 сетевых комплектов и позволяет независимое программирование процесса кодирования по каждому из них. Так, например, комплект может быть сконфигурирован в трехканальный режим (2 канала АДИКМ 32 кбит/с + 1 канал ИКМ 64 кбит/с) или двухканальный режим (2 канала ИКМ 64 кбит/с). Такое изменение конфигурации рекомендуется в случае использования на одном из каналов системы высокоскоростного модема (33600 бит/с), так как АДИКМ сжатие ограничивает возможную скорость передачи данных до 14400 или 9600 бит/с (в зависимости от состояния абонентской линии).

В восьмиканальной системе РСМ-8ВА применено динамическое перераспределение полосы пропускания. Скорость передачи в линейном тракте здесь та же, что и в четырехканальной – 160 кбит/с. Однако скорость кодирования каждого из каналов автоматически изменяется в зависимости от общего числа задействованных в данный момент каналов. Например, если заняты только четыре канала, то каждый канал кодируется со скоростью 32 кбит/с, а если все восемь – то со скоростью 16 кбит/с.

На протяженных абонентских линиях можно устанавливать до трех регенераторов, питаемых дистанционно. Длины абонентских линий в зависимости от диаметра жил кабельных пар приведены в табл. 14.2.

Таблица 14.2

Диаметр жилы кабеля, мм	Максимальная длина абонентской линии, км	
	Без регенераторов	С тремя регенераторами
0,4	5	20
0,5	7	28
0,6	13	52
0,9	22	84
1,2	30	120

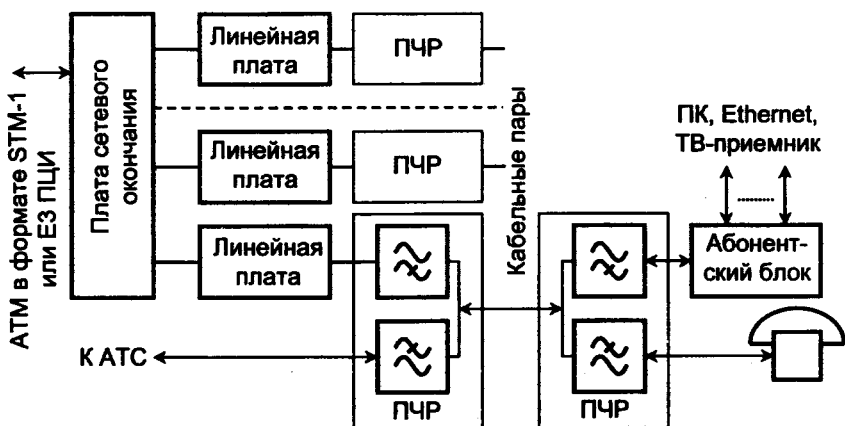


Рис. 14.10. Структурные схемы станционного и абонентского комплектов ADSL

В качестве ЦТС, обеспечивающей высокоскоростной абонентский доступ, рассмотрим аппаратуру фирмы Alcatel Bell 1000 ADSL версии ПО 3.0. Эта аппаратура состоит из станционного комплекта, устанавливаемого на АТС, и абонентского комплекта, устанавливаемого в помещении абонента, соединенных с помощью симметричной пары городского телефонного кабеля. Структурная схема аппаратуры приведена на рис. 14.10.

В состав станционного и абонентского оборудования входят пассивные частотные разделители (ПЧР), осуществляющие объединение и разделение телефонного сигнала в диапазоне частот от нуля до 4 кГц и модулированного до технологии ADSL сигнала в диапазоне частот 20...1104 кГц (рис. 14.11). Независимость телефонной связи от работы пользователя в компьютерных сетях является важным преимуществом технологии ADSL. Фильтры нижних частот ПЧР прозрачны для всех сигналов телефонного канала, однако вносят в линию дополнительное затухание до 1 дБ.

При разработке аппаратуры большое внимание уделялось обеспечению устойчивости ее работы в неблагоприятных условиях. Для этого в линии использовался метод DMT (дискретной многотональной модуляции). При этом методе полосы частот, используемые обратным и прямым направлением, разбиваются на 32 и 256 подканала соответственно. Каждый подканал отдельно кодируется кодом CAP. Частотное разделение подканалов достигается использованием методов быстрого преобразования Фурье. Количество бит,



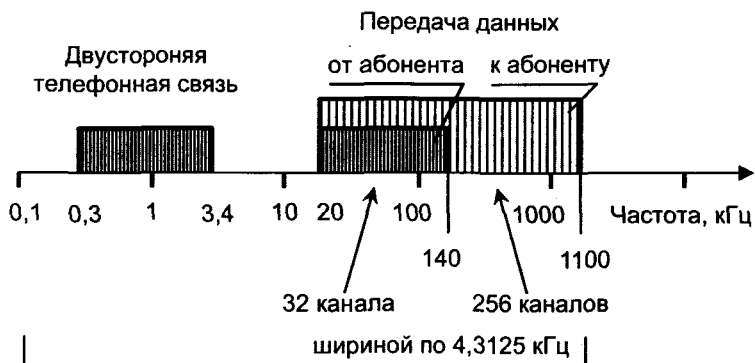


Рис. 14.11. Линейный спектр ADSL при использовании метода DMT

передаваемых каждым подканалом, определяется в зависимости от отношения сигнал/шум в этом подканале. Такое решение дает преимущество на линиях с высоким уровнем помех, так как оно позволяет минимизировать скорость передачи в каналах с большими помехами и увеличить ее в тех каналах, где помехи невелики. Скорость передачи в канале изменяется так, чтобы величина коэффициента ошибок не превышала бы значения  $10^{-7}$ . Таким образом, передача данных с DMT-модуляцией позволяет системе адаптировать скорость передачи (с шагом 32 кбит/с) к условиям в линии, оптимально подстраиваться к линиям с различными характеристиками, обладать устойчивостью к импульсным шумам.

Для обеспечения помехоустойчивости сигнала применяются также код предварительной коррекции ошибок (код Рида-Соломона) и метод перемежения. Корректирующая способность кодов Рида-Соломона определяется введением избыточности. Код Рида-Соломона ( $n, k$ ) является циклическим кодом, который преобразует блок из  $k$  байтов в блок из  $n$  байтов ( $n < 255$ ). Наиболее широко используется код Рида-Соломона (255,239), который при 16 проверочных байтах в блоке может исправлять до 8 ошибочных, при избыточности 6,3%.

Часто коды Рида-Соломона не справляются с длинными последовательностями ошибок. В этих случаях для исправления пакетов ошибок используется перемежение, задача которого заключается в перераспределении кодового слова таким образом, чтобы пакеты ошибок были также перераспределены. Устройство перемежения обычно помещается между кодером Рида-Соломона и модулятором передатчика. Устройство перемежения переставляет символы в

## Глава 14. Специальные ЦТС

последовательности некоторым детерминированным образом. Известно множество алгоритмов таких устройств, в ADSL используется так называемый *периодический сверточный перемежитель* ПСП, поскольку он вносит меньшие задержки в передачу сигнала. С целью обеспечения необходимого качества передаваемых услуг, передаваемые данные разделяются на «быстрые» данные, для которых необходимо минимизировать задержку, и «перемежаемые» данные, для которых задержка не столь критична. При передаче «быстрых» данных ПСП не используется.

При демодуляции принятый сигнал декодируется по алгоритму Витерби, позволяющему за счет введения избыточности и знания предыстории выбирать наиболее достоверные значения сигналов пространства по критерию максимального правдоподобия. Данный метод повышает помехозащищенность передачи информации примерно на 3...6 дБ.

В данной аппаратуре применяется частотное разделение направлений (от станции к абоненту и от абонента к станции), более надёжное по сравнению с техникой эхокомпенсации, требующей при высоких скоростях передачи больших вычислительных ресурсов.

Мощность сигнала передачи данных в линии не превышает +14,5 дБм, при спектральной плотности  $-38,5...-40$  дБм на 1 Гц полосы частот. На рис. 14.12 приведена зависимость скорости передачи от длины абонентской линии с диаметром жил 0,4 мм.

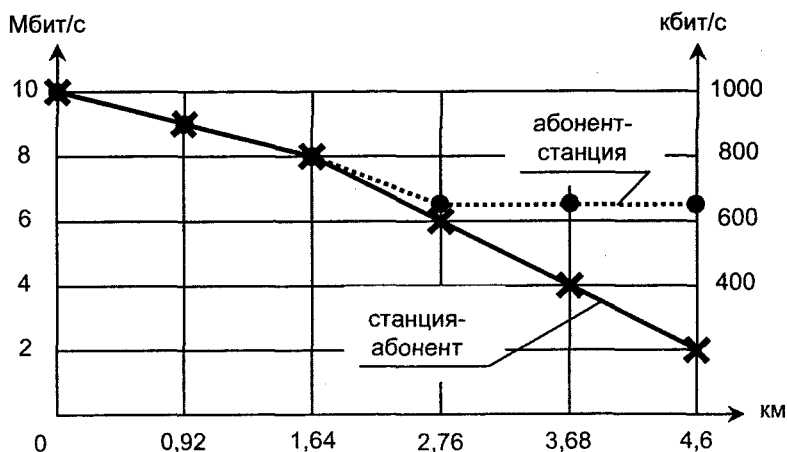


Рис. 14.12. Зависимость скорости передачи от длины абонентской линии

Выбор модуляции DMT с переменной скоростью определил и выбор в качестве транспортной технологии АТМ, стандартизованного в качестве универсального способа переноса для широкополосной цифровой сети интегрального обслуживания. Ячейки АТМ непосредственно преобразуются в символы DMT для передачи по симметричной паре, что позволяет избежать трудностей, возникающих при размещении ячеек в циклах ЦТС, и делает АТМ-интерфейс пользователя независимым от вида приложения (или приложений при мультимедиа).

### 14.2. Цифровые статистические телекоммуникационные системы

Цифровые статистические телекоммуникационные системы (ЦСТС) используются для повышения эффективности использования цифровых трактов, пропускная способность которых по тем или иным причинам ограничена. Характерным примером таких трактов являются спутниковые тракты.

В ЦСТС при формировании многоканального группового сигнала учитываются статистические характеристики передаваемой информации (как правило, речевой).

В первую очередь следует отметить важнейшую характеристику телефонного канала – *коэффициент активности*  $K_a$ , который определяется многими факторами и в час наибольшей нагрузки (ЧНН) находится в пределах 0,25...0,4, т.е. передача информации в каждом из направлений занятого канала связи занимает менее 50% общего времени занятия канала. Заметим, что коэффициент активности  $K_a$ , никак не учитывается при построении традиционных ЦТС, что не может не сказаться на их эффективности.

При определении эффективности ЦСТС нужно также учитывать *коэффициент использования канала*  $\eta_k$ , который зависит от способа установления соединений и может быть близок к значению 0,5...0,6, т.е. в этих случаях создается дополнительный резерв повышения использования каналов за счет реализации ЦСТС. В статистических системах канал ТЧ предоставляется абоненту только в те моменты времени, когда он говорит. На время пауз абонент отключается от канала, который предоставляется другому абоненту, ведущему в данный момент разговор.

Кроме того, при построении ЦСТС можно использовать статистику мгновенных значений речевого сигнала путем перехода к адаптивному кодированию, которое характеризуется тем, что число разрядов, необходимое для двоичного представления кодируемого

отсчета, зависит от его величины. При этом число разрядов в кодовых группах становится величиной переменной и может снижаться от 8 до 1. В результате этого определенная часть импульсных позиций в цикле передачи может быть предоставлена для передачи информации дополнительных абонентов.

В ЦСТС реализуется метод статистического усреднения по ансамблю, когда достаточно большое число каналов работает как один пучок и изменения в индивидуальной активности имеют тенденцию к усреднению. При этом с увеличением числа каналов в пучке увеличивается эффективность ЦСТС, которая в общем случае может быть оценена с помощью коэффициента использования группового цифрового тракта

$$K_{\text{исп}} = N'/N, \quad (14.2)$$

где  $N'$ ,  $N$  – число каналов, организуемых в данном тракте с помощью ЦСТС и обычных ЦТС соответственно.

Принципиально ЦСТС могут быть построены как система с индивидуальным кодированием, когда на вход системы поступают аналоговые сигналы от индивидуальных источников, или как система с объединением стандартных цифровых групповых сигналов. В последнем случае, которому, очевидно, следует отдать предпочтение, все функции оконечного оборудования (дискретизация, квантование, кодирование и так далее) осуществляются в стандартном оборудовании ЦТС.

Таким образом, ЦСТС можно разделить на следующие группы: системы, учитывающие статистику занятости (активности) каналов ЦСТС-А, системы, учитывающие статистику мгновенных значений сигнала (системы с переменной длиной кодового слова) ЦСТС-П, и системы, опирающиеся на эти оба принципа (комбинированные системы ЦСТС-К). Рассмотрим подробнее принцип действия этих систем.

Центральным устройством ЦСТС-А является устройство определения состояния канала УОСК, которое определяет номера активных каналов в циклах передачи исходных систем и направляет эту информацию в блок размещения каналов БРК. Блок размещения каналов формирует объединенный цикл передачи, в который включаются только активные информационные каналы. В объединенный цикл передачи вводятся также сервисные каналы системы передачи (цикловой синхронизации и другие) и сигналы управления СУ, которые указывают номера активных каналов в исходных циклах и их положение в объединенном цикле передачи. На приемном

конце по информации СУ каналы исходных потоков разделяются и вводятся в формируемые циклы, тождественные циклам передачи объединяемых систем

На практике находят применение два типа сигналов управления СУ-1 и СУ-2, в соответствии с этим различают системы ЦСТС-А1 и ЦСТС-А2.

Сигнал управления СУ-1 представляет собой  $m_{cy}$ -разрядную последовательность единиц и нулей, формируемую обычно в начале цикла передачи ЦСТС. Число разрядов  $m_{cy}$  равно общему числу входящих каналов  $N_{вх}$ , т.е.  $m_{cy} = N_{вх}$  без учета специальных символов, которые могут вводиться для повышения помехоустойчивости сигнала управления. При этом каждый разряд этой последовательности постоянно закреплен за некоторым входящим каналом и несет информацию о его состоянии: «1» – если канал активен, и «0» – если канал свободен или пассивен. СУ-1 передается в начале каждого цикла передачи ЦСТС, а затем по порядку размещаются кодовые слова активных входящих каналов. Таким образом, кодовые слова активных каналов в цикле ЦСТС передаются в соответствии с порядковыми номерами этих каналов

СУ-2 представляет собой  $(m + c)$  – разрядную комбинацию, где  $m$  – число двоичных символов, предназначенных для кодирования номера активного входящего канала, а  $c$  – число двоичных символов, предназначенных для кодирования номера предоставленного в цикле ЦСТС канала. Такой сигнал управления передается всякий раз, когда какой-либо входящий канал переходит в активное состояние и ему предоставляется канал в цикле ЦСТС. Общий объем СУ-2 зависит от значений  $N_{вх}$  и  $N_0$  – числа информационных каналов в цикле передачи ЦСТС, а также от частоты переходов каналов пассивного состояния в активное. Минимальное число разрядов, необходимых для СУ-2, можно определить из следующего соотношения:

$$Q_{cy} = [\log_2 N_{вх}] + [\log_2 N_0]$$

В этом выражении квадратные скобки указывают на необходимость округления полученного числа до ближайшего целого значения в большую сторону.

Очевидно, что при использовании СУ-2 активным входящим каналам могут быть предоставлены любые каналы в цикле ЦСТС, т.е. распределение каналов в объединенном цикле происходит случайным образом.

При использовании СУ-1 ошибка в сигнале управления приводит к переадресации всех каналов после канала, в котором произошла

ошибка, но только в одном цикле передачи. А если ошибка возникает в СУ-2, то происходит переадресация только в одном канале, но на все время активного состояния данного канала до очередной паузы.

Как уже отмечалось, помимо статистики активности телефонных каналов в ЦСТС может использоваться статистика мгновенных значений передаваемых сигналов. В частности, анализ одномерной плотности распределения телефонного сигнала показывает, что наиболее вероятно появление речевых сигналов с малыми значениями амплитуд. Это обстоятельство не учитывается в обычных ЦТС с ИКМ, в которых кодирование любого отсчета сигнала осуществляется кодом с постоянным числом разрядов (обычно равным 8).

Для учета статистики мгновенных значений передаваемого сигнала в ЦСТС используют адаптивное кодирование, суть которого заключается в том, что количество двоичных символов, используемых при кодировании того или иного отсчета, зависит от амплитуды этого отсчета и, как правило, оказывается меньше восьми. В результате кодовые слова имеют переменную длину (ЦСТС-П). Имеются разные варианты реализации таких систем, например системы с индивидуальной обработкой кодовых слов – ЦСТС-ПИ или системы блочного типа – ЦСТС-ПБ.

В передающем оборудовании ЦСТС-ПИ осуществляется анализ каждого кодового слова, т.е. восьмиразрядной кодовой комбинации ИКМ сигнала, с целью выявления «незначущих» нулей в старших разрядах и их последующего устранения из передачи. В табл. 14.3 приведены некоторые исходные кодовые слова, а также кодовые слова, формируемые в ЦСТС-ПИ после указанной обработки («незначущие» нули выделены жирным шрифтом).

Так как начало каждого последующего кодового слова должно быть известно на приеме, а кодовые слова имеют переменную длину, то необходимо передавать информацию, позволяющую разделить кодовые слова на приеме.

Например, если после символа, обозначающего полярность сигнала, обработку начинать с младших разрядов, то последним в каждом кодовом слове будет значащий символ «1». Конец кодового слова может быть обозначен в этом случае изменением полярности этого символа.

В рассмотренном варианте построения ЦСТС отпадает необходимость в передаче каких-либо СУ и использовании УОСК.

Таблица 14.3

Исходный ИКМ-сигнал							
P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8
Знак	1	2	4	8	16	32	64
1	1	1	0	0	1	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0
1	0	1	0	1	1	1	0
0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	1	1	0	0	0
Сигнал в тракте ЦСТС-ПИ							
P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8
Знак	1	2	4	8	16	32	64
1	1	1	0	0	-1		
0	1	0	-1				
1	0	1	0	1	1	-1	
1	-1			- замещающее слово			
1	1	0	1	-1			

В ЦСТС-П блочного типа (ЦСТС-ПБ) в передающем оборудовании осуществляется последовательный анализ  $M$  кодовых слов в каждом из входящих каналов. При этом в кодовых словах, входящих в состав блока, устраняются только те «незначачие» нули в старших разрядах, которые являются общими для всех  $M$  кодовых слов. В результате формируется сигнал управления третьего типа СУ-3, несущий информацию о формате (размере) канального блока. Порядок передачи символов кодовых слов (начиная со старшего или младшего разряда) в данном случае не имеет принципиального значения. Для правильного разделения и восстановления кодовых слов на приеме необходимо на передающей стороне формировать и вводить в цикл передачи сигнал управления (СУ-3), несущий информацию о формате каждого канального блока. Так как формат блока сохраняется для  $M$  кодовых слов, то в принципе достаточно для каждого из каналов передавать СУ-3 только в начале каждого блока, что позволяет организовать сверхцикл для передачи всех СУ-3 с периодом, равным  $M$  циклов передачи ЦСТС.

В табл. 14.4 показаны принципы формирования канального блока ЦСТС-ПБ. При этом сохранены исходные данные, принятые в табл. 14.3, и считается, что все кодовые комбинации относятся к

## Глава 14. Специальные ЦТС

одному каналу, т.е.  $M = 5$ . Как и ранее «незначащие» нулевые символы, устраняемые на передаче, выделены жирным шрифтом.

Таблица 14.4

Исходный ИКМ-сигнал							
P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8
Знак	1	2	4	8	16	32	64
1	1	1	0	0	1	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0
1	0	1	0	1	1	1	0
0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	1	1	0	0	0
Сигнал в тракте ЦСТС-ПБ							
P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8
Знак	1	2	4	8	16	32	64
1	1	1	0	0	1	0	
0	1	0	1	0	0	0	
1	0	1	0	1	1	1	
0	0	0	0	0	0	0	
1	1	0	1	1	0	0	

Как следует из табл. 14.4, формат данного канального блока равен 7 битам и именно это число содержится в СУ-3 данного блока.

ЦСТС комбинированного типа (ЦСТС-К) характеризуются тем, что при формировании группового сигнала используется как статистика активности каналов, так и статистика мгновенных значений передаваемых сигналов.

Это означает, что ЦСТС подобного типа должны содержать устройства определения состояния каналов, которые должны исключать кодовые слова пассивных каналов из передачи по тракту ЦСТС. В то же время кодовые слова активных каналов будут иметь переменную длину. Все это приводит к необходимости передачи соответствующих СУ.



Учитывая сказанное и принципы построения ЦСТС-А и ЦСТС-П, рассмотренные выше, можно предположить, что построение ЦСТС-К на базе ЦСТС-А и ЦСТС-ПИ приведет к чрезмерному увеличению объема СУ.

Это объясняется тем, что в этом случае в каждом цикле передачи ЦСТС для каждого входящего канала необходимо передавать СУ, несущую информацию о состоянии канала и формате очередного кодового слова. В то же время построение комбинированной системы на базе ЦССП-А и ЦССП-ПБ не повлияет на базовые принципы построения ЦССП-ПБ. В этом случае каналные блоки пассивных входящих каналов исключаются из передачи, а соответствующие им СУ-3 будут нести информацию о том, что формат этих блоков равен нулю.

Оценим потенциальные возможности различных типов ЦСТС посредством коэффициента использования группового цифрового тракта (14.2).

Вариант построения ЦСТС-А характеризуется тем, что кодовые группы пассивных абонентов исключаются из передачи, а кодовые группы активных абонентов передаются без каких-либо изменений в виде  $m$ -разрядных комбинаций ( $m = 8$ ). В этом случае  $K_{исп} = 1 / K_{исп}$ , и эффективность ЦСТС-А полностью определяется значением  $K_{исп}$ .

Второй вариант (ЦСТС-Б), как отмечалось выше, характеризуется тем, что в цикле передачи кодовые группы пассивных абонентов заменяются некоторой комбинацией, содержащей  $m_{нас}$  разрядов (например,  $m_{нас} = 2$ ), а кодовые группы активных абонентов имеют переменную длину (в зависимости от величины кодируемого отсчета). В данном случае

$$K_{исп} = m/m_{cp} = m/[m_{нас}(1 - K_a) + m_{a\ cp} K_a],$$

где  $m_{cp}$  и  $m_{a\ cp}$  – средние значения разрядности кодовых групп всех каналов и активных каналов соответственно (как показывают расчеты,  $m_{a\ cp} \approx 6$ ).

Наконец, третий вариант (ЦСТС-К), являющийся комбинацией двух первых, предусматривает исключение из передачи кодовых групп пассивных абонентов и использование принципа переменной длины для кодовых групп активных абонентов. Очевидно, при этом  $K_{исп} = m/m_{a\ cp} K_a$ .

Результаты соответствующих расчетов  $K_{исп}$  представлены в табл. 14.5.

$K_a$	Значение $K_{исп}$ для системы		
	ЦТС-А	ЦТС-Б	ЦТС-К
0,25	4	3,55	5,33
0,5	2	2,29	2,67
0,75	1,33	1,68	1,78
1	1	1,33	1,33

Практический опыт разработки ЦТС показывает, что реальное значение  $K_{исп}$  находится в пределах 2...3. Следует отметить, что эффективность ЦТС может быть увеличена еще в 2 раза и более (по сравнению с приведенными данными), если в дополнение к указанным принципам при формировании сигнала вместо ИКМ использовать АДИКМ.

## ПОМЕХИ В ЛИНЕЙНОМ ТРАКТЕ ОПТИЧЕСКОЙ ЦТС

### 1. Расчет защищенности сигнала от помехи в точке решения регенератора (TRP) оптического тракта

В приемном оптическом модуле ПрОМ на сигнал главным образом воздействует собственная и дробовая помеха. Собственная помеха определяется тепловой помехой, действующей на входе малошумящего усилителя (МУс, см. § 9.3. рис. 9.15), и его внутренними помехами. Дробовая помеха обусловлена квантовой природой процессов, происходящих в фотодетекторе ФПр. В качестве МУс обычно используют так называемый *транsimpедансный* усилитель (рис. П1.1), являющимся преобразователем «ток-напряжение». Такой усилитель состоит из операционного усилителя ОУ с большим коэффициентом усиления по напряжению, и резистора  $R_{oc}$ , посредством которого создается глубокая обратная связь, параллельная по входу и выходу. Резистор  $R_{вх}$  отображает динамическое сопротивление диода ФПр, цепей его смещения и входное сопротивление ОУ. Конденсатор  $C_{вх}$  отображает суммарную емкость ФПр, монтажа и входную емкость ОУ, а конденсатор  $C_{oc}$  – паразитную емкость в точках подключения  $R_{oc}$ . Обычно  $R_{вх} > R_{oc}$ ,  $C_{вх} > C_{oc}$ . При выполнении названных условий можно записать:  $\underline{U}_{вых} \approx I_{ф} Z_{oc}$ , на низких частотах  $U_{вых} \approx I_{ф} R_{oc}$ , снижение коэффициента передачи более, чем в  $\sqrt{2}$  раз происходит выше граничной частоты  $f_{гр} = (2\pi R_{oc} C_{oc})^{-1}$ . Если входной оптический сигнал представляет собой последовательность в коде NRZ, граничную

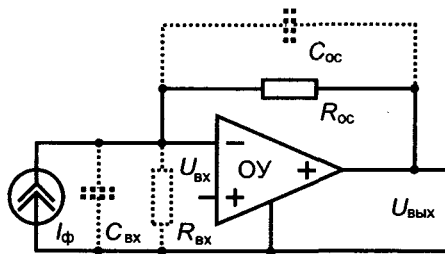


Рис. П1.1. Типовая схема усилителя фотодетектора

## Приложение 1. Помехи в линейном тракте оптической ЦТС

частоту можно положить равной тактовой частоте  $f_T$  сигнала, тогда сопротивление резистора обратной связи должно удовлетворять условию

$$R_{oc} \leq (2\pi f_T C_{oc})^{-1} \quad (\text{П1.1})$$

Действующее значение тока тепловой помехи на входе МУС можно определить по формуле Найквиста

$$I_{mn} = (4kTf_b/R)^{1/2},$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град – постоянная Больцмана;  $T$  – температура в градусах Кельвина;  $f_b$  – полоса частот, Гц, в которой определяется ток помехи; и  $R$  – сопротивление резистора, Ом, создающего ток помехи. В данном случае можно полагать  $f_b = 0,7f_T$  и  $R = R_{oc}$ . Внутренние помехи усилителя удобно учитывать посредством его коэффициента помехи  $F_{yc}$ , показывающего, насколько снижается помехозащищенность сигнала, проходящего через этот усилитель. Таким образом, ток собственной помехи на входе усилителя будет равен

$$I_{cn} = (4kT F_{yc} 0,7f_T/R_{oc})^{1/2}.$$

Действующее значение тока дробовой помехи на входе МУС определяется по формуле Шоттки

$$I_{дп} = [2qI_{ф} M^{(2+\alpha)} f_b]^{1/2},$$

где  $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$  К – заряд электрона;  $I_{ф}$  – среднее значение фототока;  $M$  – коэффициент лавинного умножения;  $f_b$  – полоса частот, в которой определяется дробовой ток;  $\alpha$  – коэффициент, зависящий от свойств материала фотодиода (для кремниевых диодов  $\alpha$  составляет 0,2...0,4, для германиевых – около 1,0, для диодов из фосфида индия и других материалов – около 0,8).

Среднее значение фототока  $I_{ф}$  связано со средней мощностью светового излучения на входе ФПр  $P_{вх}$  посредством монохроматической токовой чувствительности

$$S_i = I_{ф}/P_{вх} = \lambda \cdot \eta \cdot q/(hc),$$

где  $\lambda$  – длина волны излучения;  $\eta$  – квантовая эффективность;  $h = 6,625 \cdot 10^{-34}$  Дж·с – постоянная Планка;  $c$  – скорость света в вакууме. Если выразить  $\lambda$  в мкм, то  $S_i = \lambda \cdot \eta / 1,24$  А/Вт. Для рпн-диодов  $M = 1$ , для фотодиодов с лавинным умножением (ЛФД) выходной фототок в  $M$  раз больше первичного.

Определим ожидаемое отношение сигнал/помеха  $Q$  на выходе

## Приложение 1. Помехи в линейном тракте оптической ЦТС

МУс. Можно считать, что последующие элементы ПрОМ практически не ухудшают этого отношения, следовательно, это отношение будет характеризовать помехозащищенность сигнала в ТРР  $A_{\text{пз}} = 20 \lg Q$ .

$$Q = I_{\phi} M / [(2q I_{\phi} M^{(2+\alpha)} + 4kTF_{yc}/R_{oc}) f_{\text{в}}]^{1/2}. \quad (\text{П1.2})$$

Исследуя это выражение на максимум, как функцию  $M$ , находим коэффициент лавинного умножения, при котором отношение сигнал/помеха будет максимальным.

$$M_{\text{опт}} = [4kTF_{yc}/(R_{oc} q \alpha I_{\phi})]^{1/(2+\alpha)} \quad (\text{П1.3})$$

Можно показать, что при оптимальном коэффициенте умножения отношение мощностей дробовой и собственной помех равно  $2/\alpha$ .

Для рпн-диодов  $M = 1$  и дробовой шум пренебрежимо мал. Поэтому можно записать

$$Q = [I_{\phi}^2 R_{oc} / (4kTF_{yc} f_{\text{в}})]^{1/2}. \quad (\text{П1.2a})$$

Величину  $(4kTF_{yc}/R_{oc})^{1/2} = i_{\text{эш}} A / \sqrt{\Gamma \zeta}$  называют эквивалентным шумовым током и обычно указывают среди параметров МУс с ФПр на рпн-диодах. В этом случае  $Q = I_{\phi} / (i_{\text{эш}} \sqrt{f_{\text{в}}})$ .

В качестве примера определим помехозащищенность в ТРР для СЦТС третьей ступени иерархии (STM-16,  $f_{\text{т}} = 2,5$  ГГц) с длиной волны передатчика  $\lambda = 1,55$  мкм, если уровень входного сигнала  $P_{\text{вх}} = -28$  дБм, ФПр выполнен в одном случае на рпн-диоде, а в другом на ЛФД. Материал ЛФД – фосфид индия, квантовая эффективность в обоих случаях  $\eta = 0,85$ . МУс работает при комнатной температуре  $T = 293$  К, паразитная емкость в цепи обратной связи  $C_{oc} = 0,12$  пФ.

Из соотношения (П1.1) найдем максимально допустимое значение  $R_{oc}$

$$R_{oc} = (2\pi \cdot 2,5 \cdot 10^9 \cdot 0,12 \cdot 10^{-12})^{-1} \approx 530 \text{ Ом}$$

Средняя входная оптическая мощность на входе ФПр равна

$$P_{\text{вх}} = \text{dec}(0,1 P_{\text{вх}}) = 1 \cdot 10^{0,1(-28)} = 1,585 \cdot 10^{-3} \text{ мВт} = 1,585 \cdot 10^{-6} \text{ Вт.}$$

Монохроматическая токовая чувствительность равна

$$S_i = 1,55 \cdot 0,85 / 1,24 = 1,06 \text{ А/Вт,}$$

## Приложение 1. Помехи в линейном тракте оптической ЦТС

откуда среднее значение фототока

$$I_{\text{ф}} = S_f P_{\text{вх}} = 1,06 \cdot 1,585 \cdot 10^{-6} = 1,68 \cdot 10^{-6} \text{ А.}$$

По формуле (П1.2а) определим отношение сигнал/помеха в случае использования рпн-диода

$$Q = [(1,68 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 530 / (4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 2 \cdot 0,7 \cdot 2,5 \cdot 10^9)]^{1/2} = 5,14,$$

следовательно в этом случае  $A_{\text{пз}} = 20 \lg 5,14 = 14,22$  дБ.

При использовании ЛФД оптимальный коэффициент умножения находится по формуле (П1.3)

$$M_{\text{опт}} = [4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 2 / (530 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,8 \cdot 1,68 \cdot 10^{-6})]^{1/(2+0,8)} = 7,52.$$

Подставляя это значение в формулу (П1.2) получаем отношение сигнал/помеха в ТРР равное

$$Q = 1,68 \cdot 10^{-6} \cdot 7,52 / [(2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 1,68 \cdot 10^{-6} \cdot 7,52^{(2+0,8)} + 4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 2 / 530) \cdot 0,7 \cdot 2,5 \cdot 10^9]^{1/2} = 20,7,$$

что соответствует помехозащищенности в ТРР  $A_{\text{пз}} = 20 \lg 20,7 = 26,3$  дБ, т.е. выигрыш по сравнению с ФПр на рпн-диоде составляет примерно 12 дБ.

Заметим, что и собственная помеха и дробовая (при условии ее лавинного умножения) имеют гауссовское распределение мгновенных значений, что позволяет оценить в этих случаях коэффициент ошибки регенератора (см. подпараграф 6.2.3).

Представляет интерес решение обратной задачи: по требуемой помехозащищенности  $Q_{\text{тпр}}$  (которая определяется допустимым коэффициентом ошибок регенератора и эксплуатационным запасом) найти соответствующую (минимальную) чувствительность фотоприемника  $P_{\text{мин}}$ . Минимальная чувствительность ФПр соответствует минимальной средней мощности оптического сигнала на его входе  $P_{\text{мин}} = \text{dec}(0,1 P_{\text{мин}}) \cdot 10^{-3}$  Вт. Для ФПр на рпн-диоде из формулы (П1.2а) следует, что

$$P_{\text{мин}} = (Q_{\text{тпр}} / S_f) \cdot (4kT \cdot F_{\text{ус}} \cdot f_{\text{в}} / R_{\text{ос}})^{1/2}. \quad (\text{П1.4})$$

Если задан эквивалентный шумовой ток  $i_{\text{эш}}$ , то это выражение упрощается

$$P_{\text{мин}} = Q_{\text{тпр}} \cdot i_{\text{эш}} \cdot \sqrt{f_{\text{в}}} / S_f. \quad (\text{П1.4а})$$

Минимальная чувствительность фотоприемника составит

$$P_{\text{мин}} = 10 \lg(P_{\text{мин}} / 1 \text{ мВт}) \text{ дБм.}$$

## Приложение 1. Помехи в линейном тракте оптической ЦТС

Например, для случая, рассмотренного выше, определим минимальную чувствительность ФПр на на рiп-диоде, если требуемая помехозащищенность в ТРР  $A_{пз\ tr}$  должна быть не менее 27 дБ.

$$Q_{mp} = \text{dec}(27/20) = 22.4.$$

$$P_{\text{мин}} = (22,4/1,06) \cdot (4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 2 \cdot 0,7 \cdot 2,5 \cdot 10^9 / 530)^{1/2} = 6,91 \cdot 10^{-6} \text{ Вт},$$

$$\rho_{\text{мин}} = 10 \lg(6,91 \cdot 10^{-3}) = -21,6 \text{ дБм}.$$

Аналогичная задача для ФПр на ЛФД решается несколько сложнее. Для этого в формулу (П1.2) следует подставить значение оптимального коэффициента лавинного умножения, найденное из формулы (П1.3). Следует учесть также, что при оптимальном коэффициенте умножения отношение мощностей дробовой и собственной помех равно  $2/\kappa$ , т.е.  $U_{\text{дп}}^2 = 2 \cdot U_{\text{сн}}^2 / \kappa$ . С учетом соотношения (П1.4) получаем следующее выражение для минимальной средней мощности оптического сигнала на входе ФПр

$$P_{\text{мин}} = S_i^{-1} \left[ \frac{Q_{mp}^2 (1 + 2/\kappa) \cdot f_e}{(4kTF_{yc} / R_{oc})^{\kappa/(2+\kappa)} \cdot (q \cdot c e)^{-2/(2+\kappa)}} \right]^{\frac{2+\kappa}{2(1+\kappa)}} \quad (\text{П1.5})$$

Соотношение (П1.5) справедливо, если помеха не зависит от уровня сигнала. Такая ситуация характерна для ФПр на рiп-диоде, где дробовую составляющую помехи можно не учитывать. Для ФПр на ЛФД характерно увеличение помехи при прохождении импульса и снижение при прохождении паузы за счет дробовой составляющей. Как показывает опыт, соотношение (П1.5) может использоваться, но порог принятия решения в регенераторе должен быть принят несколько ниже среднего значения напряжения сигнала.

Определим минимальную чувствительность ФПр на ЛФД при условиях, указанных в предыдущих примерах. Минимальную среднюю мощность на приеме определим по формуле (П1.5)

$$P_{\text{мин}} = 1,06^{-1} \cdot$$

$$\left[ \frac{22,4^2 (1 + 2/0,8) \cdot 0,7 \cdot 2,5 \cdot 10^9}{(4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 2 / 530)^{-0,8/(2+0,8)} \cdot (1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,8)^{-2/(2+0,8)}} \right]^{\frac{2+0,8}{2(1+0,8)}} =$$

$$= 1,895 \cdot 10^{-6} \text{ Вт}.$$

Тогда минимальная чувствительность ФПр составит

$$\rho_{\text{мин}} = 10 \lg(1,895 \cdot 10^{-3}) = -27,2 \text{ дБм}.$$

## МЕЖСИМВОЛЬНАЯ ПОМЕХА В ТРАКТАХ НА ОДНОМОДОВЫХ ОВ

В оптических трактах наиболее часто применяется код NRZ, в котором символы «1» передаются прямоугольными импульсами, длительностью в тактовый интервал  $T$ , а «0» – отсутствием импульса. Энергетический спектр оптической несущей достаточно точно аппроксимируется гауссовским распределением плотности вероятности и может быть characterized шириной по основанию  $\Delta\lambda_0$  (в длинах волн) и центральной (рабочей) длиной волны  $\lambda_p$ . Относительная ширина спектра мала, т.е.  $\Delta\lambda_0 / \lambda_p \ll 1$ . Спектр сигнала на передаче (спектр излучения) несколько шире спектра оптической несущей за счет ее модуляции информационными импульсами; степень его уширения тем больше, чем выше скорость передачи (меньше длительность модулирующих импульсов  $T$ ).

Импульсы с конечной шириной спектра распространяясь по оптическому волокну ОВ, которое характеризуется коэффициентом удельной хроматической дисперсии  $|D|$ , уширяются. Когда относительная ширина принимаемых импульсов по основанию  $b$  достигает значения 2, начинают появляться межсимвольные помехи (начинается перекрытие импульсов, разделенных тактовым интервалом). Межсимвольные помехи объективно оцениваются посредством раскрытия глаз-диаграммы. При  $b > 2$  «глаз» начинает закрываться, а при  $b = 4$  его раскрыв становится равным нулю. Допустимым считается раскрыв не менее 80...90%. Для рассматриваемого случая зависимость раскрыва диаграммы по вертикали  $H$  от относительной ширины отклика  $b$  показана на рис. П2.1.

Ширина спектра излучаемых импульсов, а значит, и величина межсимвольных помех зависит от ширины спектра оптической несущей и скорости передачи. В соответствии с этим можно выделить три характерных режима работы оптического тракта.

---

\* В дальнейшем принимаемый импульс будет именоваться откликом оптического тракта передачи на импульс передачи прямоугольной формы или просто откликом ОТП.



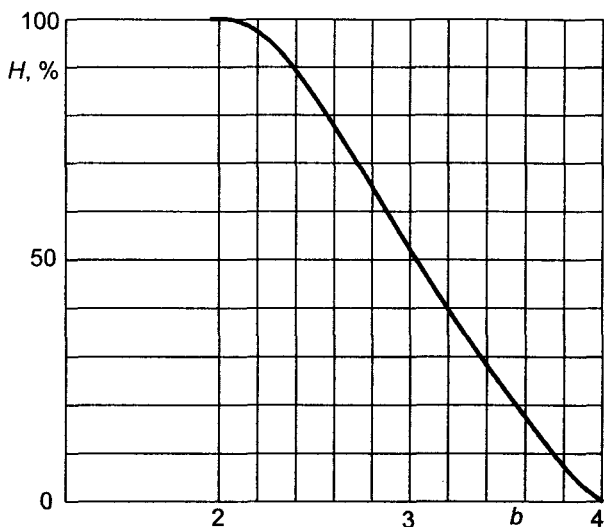


Рис. П2.1. Зависимость раскрытия глаз-диаграммы от относительной ширины отклика ОТП

*Режим 1.* Спектр оптической несущей относительно широк, а скорость передачи невелика, т.е.  $\Delta f_0 \gg 2/T$ , где  $\Delta f_0$  – ширина спектра оптической несущей. В длинах волн это неравенство может быть переписано так  $\Delta \lambda_0 \gg (2/T) \cdot (\lambda_p^2/c)$  или

$$2\lambda_p^2 / (\Delta \lambda_0 \cdot c \cdot T) \ll 1, \quad (\text{П2.1})$$

где  $c$  – скорость света в вакууме.

*Режим 2.* Оптическая несущая близка к монохроматической, ширина спектра излучения определяется скоростью передачи (шириной импульсов излучения). Этот режим характеризуется соотношением

$$2\lambda_p^2 / (\Delta \lambda_0 \cdot c \cdot T) \gg 1. \quad (\text{П2.2})$$

*Режим 3.* Межсимвольная помеха заметным образом зависит как от ширины оптической несущей, так и от скорости передачи. Очевидно, для этого случая

$$2\lambda_p^2 / (\Delta \lambda_0 \cdot c \cdot T) \approx 1. \quad (\text{П2.3})$$

Будем оценивать межсимвольную помеху по величине раскрытия  $H$  глаз-диаграммы, для чего необходимо найти отклик ОТП  $Y(f)$  на

## Приложение 2. Межсимеольная помеха на одномодовых ОВ

импульс излучения  $S(t)$ .  $Y(t)$  является сверткой импульса с импульсной характеристикой тракта  $g(t)$ .

$$Y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \cdot g(t - \tau) d\tau.$$

Для прямоугольного видеоимпульса длительностью  $T$  это выражение записывается как

$$Y(t) = \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} g(t - \tau) d\tau. \quad (\text{П2.4})$$

Для первого режима работы спектр импульса излучения практически совпадает со спектром оптической несущей, который достаточно точно описывается функцией Гаусса

$$G_n(\lambda) \approx G_n(\lambda) = \exp[-(\lambda - \lambda_p)^2 / 2\sigma\lambda^2],$$

где  $\lambda_p$  – рабочая длина волны, соответствующая максимуму спектральной плотности;  $\sigma\lambda$  – среднеквадратическая ширина энергетического спектра оптической несущей. В этом случае импульсная характеристика ОТП будет

$$g_1(t) = \exp(-t^2 / 2\sigma_t^2), \quad (\text{П2.5})$$

где

$$\sigma_t = |D| \cdot \sigma\lambda \cdot L \quad (\text{П2.6})$$

среднеквадратическая длительность импульсной характеристики, причем  $L$  – длина оптического тракта.

Подставляя (П2.5) в (П2.4) и выполняя замену переменной  $x = (t - \tau) / \sigma_t$ , получаем

$$Y_1(z) = \int_{\frac{z-0,5}{\mu}}^{\frac{z+0,5}{\mu}} \exp(-x^2 / 2) dx, \quad (\text{П2.7})$$

где  $z = t/T$ , а  $\mu = \sigma_t/T$ .

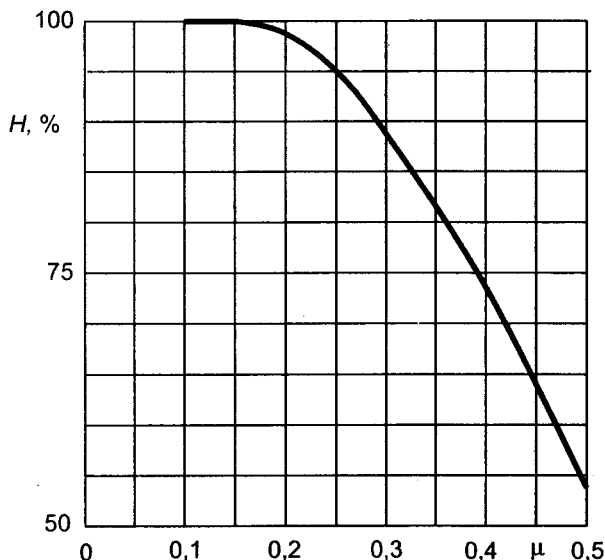


Рис. П2.2. Зависимость раскрытия глаз-диаграммы от обобщенного параметра ОТП  $\mu$

Осуществляя численное интегрирование выражения (П2.7) и учитывая, что раскрыв глаз-диаграммы зависит от относительной ширины отклика по основанию (рис. П2.1), построим зависимость раскрытия диаграммы от обобщенного параметра  $\mu$  (рис. П2.2). Данная кривая позволяет с достаточной точностью определить, например максимальную протяженность тракта для допустимой величины раскрытия глаз диаграммы. Для этого достаточно приравнять ожидаемую величину среднеквадратической длительности импульсной характеристики ОТП (П2.6) к допустимой  $\sigma_t = \mu \cdot T$  и решить полученное уравнение относительно  $L$ .  $L_{\text{макс}} = \mu \cdot T / (|D| \cdot \sigma \lambda)$ .

Например, определим максимальную протяженность оптического тракта исходя из дисперсии для следующих условий:

- скорость передачи  $f_t = 622$  Мбит/с (STM-4);
- длина волны излучения  $\lambda_p = 1550$  нм;
- коэффициент удельной хроматической дисперсии  $|D| = 3,5$  пс/(нм·км);
- ширина спектра излучателя по уровню -20 дБ  $\Delta\lambda_{0,01} = 1$  нм;
- раскрыв глаз-диаграммы  $H$  не менее 95%.

Убедимся, что в данном случае имеет место работа в режиме 1.

## Приложение 2. Межсимвольная помеха на одноимовых ОВ

Определим длительность импульса  $T = 1/f_t = 1/622 \cdot 10^6 = 1,608 \cdot 10^{-9} = 1608$  пс. Ширина спектра по основанию приближенно равна ширине по уровню -20 дБ, т.е.  $\Delta\lambda_0 \approx \Delta\lambda_{0,01}$ . Известно, что  $\Delta\lambda_{0,01} = =4 \cdot \sigma\lambda / (\lg e)^{0,5} \approx 6,07 \cdot \sigma\lambda$ , тогда в соответствии с (П2.1)

$$[(2(1550 \cdot 10^{-9})^2 \cdot 6,07) / (1 \cdot 10^{-9} \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 1,608 \cdot 10^{-9})] \approx 0,06 < 1,$$

т.е. выполняется условие работы в режиме 1.

Определим максимальную длину тракта исходя из дисперсии. По графику рис. П2.2 для  $H = 95\%$  находим  $\mu = 0,25$ , откуда  $L_{\max} = =0,25 \cdot 1608 \cdot 6,07 / (3,5 \cdot 1) = 697,2$  км.

Для режима 2 энергетический спектр импульса излучения пропорционален квадрату модуля спектральной плотности радиоимпульса с прямоугольной огибающей, «гармоническим» заполнением и средней частотой  $f_{cp} = c/\lambda_p$ .

$$G_n(f) = \left\{ \frac{\sin[\pi \cdot (f - f_{cp}) \cdot T]}{\pi \cdot (f - f_{cp})} \right\}^2.$$

Выражая разность частот через разность длин волн и учитывая, что спектр излучения узкополосен, получаем

$$G_n(\lambda) = \left\{ \frac{\sin[\pi \cdot c \cdot T(\lambda - \lambda_p)]}{\pi \cdot c \cdot T(\lambda - \lambda_p) / \lambda_p^2} \right\}^2.$$

Произведя замену переменных, получаем выражение для отклика ОТП в режиме 2.

$$Y_2(z) = \int_{\frac{z-0.5}{v}}^{\frac{z+0.5}{v}} \left[ \frac{\sin(\pi \cdot x)}{\pi \cdot x} \right]^2 dx. \quad (\text{П2.7})$$

В этой формуле  $z = t/T$ , а  $v = \Delta t/T$ , причем  $\Delta t = (|D| \cdot L \cdot \lambda_p^2) / c \cdot T$ .

Производя численное интегрирование выражения (П2.7) и учитывая график рис. П2.1 получаем зависимость раскрыва глаздиagramмы от обобщенного параметра  $v$ . График этой зависимости приведен на рис. П2.3.

Для этого случая в качестве примера определим также максимальную длину оптического тракта для следующих параметров:

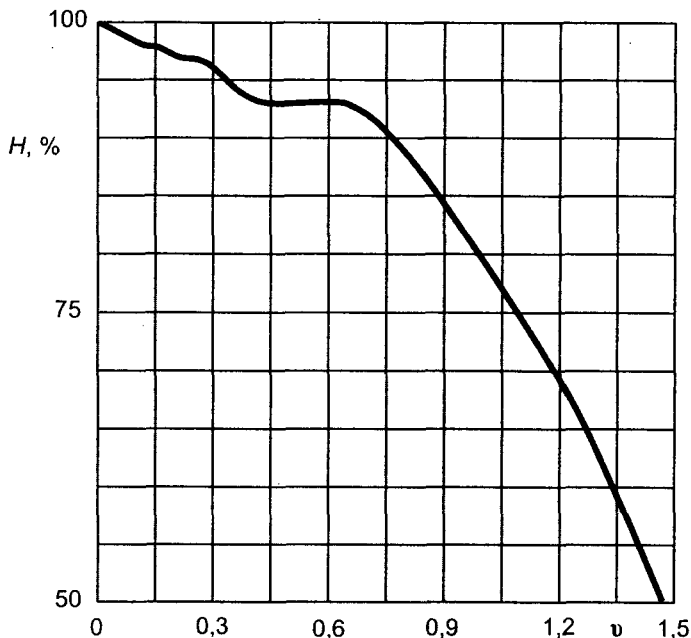


Рис. П2.3 Зависимость раскрытия глаз-диаграммы от обобщенного параметра ОТП  $v$

- скорость передачи  $f_t = 10$  Гбит/с (STM-64);
- длина волны излучения  $\lambda_p = 1550$  нм;
- коэффициент удельной хроматической дисперсии  $|D| = 18$  пс/(нм·км);
- ширина спектра излучателя по уровню  $-20$  дБ  $\Delta\lambda_{0,01} = 0,01$  нм;
- раскрытие глаз-диаграммы  $H$  не менее 90%.

Вначале убедимся, что в данном случае имеет место работа в режиме 2. Определим длительность импульса  $T = 1/f_t = 1/10 \cdot 10^9 = 100$  пс. Как и в предыдущем случае полагаем, что ширина спектра по основанию приблизительно равна ширине по уровню  $-20$  дБ, т.е.  $\Delta\lambda_0 \approx \Delta\lambda_{0,01}$ . Тогда  $\sigma\lambda \approx \Delta\lambda_0/6,07$ . Подсчитывая левую часть выражения (П2.2)  $[2(1550 \cdot 10^{-9})^2 \cdot 6,07] / (0,01 \cdot 10^{-9} \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 1 \cdot 100^{-12}) \approx 97,22 \gg 1$ , убеждаемся, что тракт работает в режиме 2.

Обращаясь к графику на рис. П2.3, находим для  $H = 90\%$ ,  $v = 0,76$ . Приравнивая, как и в предыдущем примере, требуемую величину обобщенного параметра к допустимой и решая полученное уравнение относительно  $L$ , получаем

## Приложение 2. Межсимвольная помеха на одномодовых ОВ

$$L_{\max} = v \cdot c \cdot T^2 / (|D| \cdot \lambda_p) = 0,35 \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot (100 \cdot 10^{-12})^2 / \\ \sqrt{18 \cdot 10^{-3} \cdot (1550 \cdot 10^{-9})^2} \approx 52,7 \text{ км.}$$

Импульсная характеристика в режиме 3 в более или менее равной мере зависит как от ширины энергетического спектра оптической несущей, так и от спектральной плотности модулирующего сигнала. Опуская достаточно сложные преобразования, приведенные в [16] запишем окончательное выражение для отклика ОТП, которое в одинаковой мере справедливо как для режима 1, так и для режима 2,

$$Y_3(z) = \int_0^{\pi/v} \left(1 - \frac{v}{\pi} \cdot x\right) \cdot \frac{\sin x}{x} \cdot \exp(-2\mu^2 \cdot x^2) \cdot \cos(2z \cdot x) dx, \quad (\text{П2.8})$$

где

$$z = t/T, \mu = \sigma_t/T, v = \Delta t/T. \quad (\text{П2.9})$$

В выражении (П2.8) от величины обобщенного параметра  $v$  зависит только та составляющая отклика ОТП, которая обусловлена

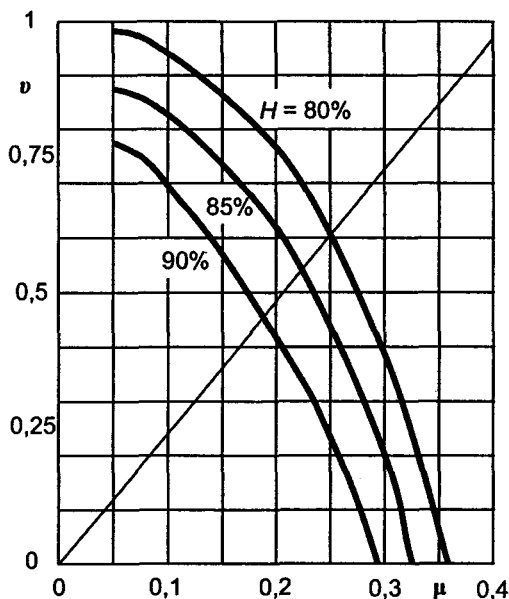


Рис. П2.4 Графики равного раскрытия глаз-диаграммы

## Приложение 2. Межсимвольная помеха на одномодовых ОВ

конечной длительностью импульса излучения. В первом режиме параметр  $u$  следует положить равным нулю, при этом верхний предел интеграла (П2.8) будет стремиться к бесконечности. Обобщенный параметр  $\mu$  характеризует только ту составляющую отклика, которая обусловлена конечной шириной спектра оптической несущей. В режиме 2 его следует приравнять к нулю. При тех или иных значениях  $H$  машинным методом были определены кривые, представленные на рис. П2.4.

Чтобы установить, какая именно точка на той или иной кривой соответствует конкретным параметрам ОТП, работающем в режиме 2, воспользуемся выражениями (П2.9), переписав их в следующем виде

$$L = c v / |D| \cdot \lambda_p^2 \cdot f_i^2, \quad L = \mu |D| \cdot \sigma \lambda \cdot f_i$$

Исключив  $L$ , получим

$$v = [\lambda_p^2 \cdot f_i / c \sigma \lambda] \cdot \mu.$$

Это уравнение прямой линии, проходящей через начало координат графиков, показанных на рис. П2.4. Точка ее пересечения с соответствующей кривой определяет искомую пару параметров ( $\mu$ ,  $v$ ).

Поясним сказанное примером. Пусть,  $|D| = 3,5$  пс/(нм·км),  $f_i = 10$  ГГц,  $\sigma \lambda = 0,033$  нм,  $\lambda_p = 1550$  нм и  $H = 90\%$ . Найдем угловой коэффициент прямой, проходящей через начало координат,

$$\lambda_p^2 \cdot f_i / c \sigma \lambda = (1550 \cdot 10^{-9})^2 \cdot 10^{10} / 3 \cdot 10^8 \cdot 0,033 \cdot 10^{-9} \approx 2,427.$$

Принимая  $\mu = 0,4$ , получаем

$$v = 0,4 \cdot 2,427 = 0,971.$$

Проведя прямую на рис. П2.4, находим координаты ее пересечения с кривой, соответствующей

$$H = 90\%: \mu = 0,187, v = 0,450.$$

Рассчитываем длины участка:

$$L_v = 3 \cdot 10^8 \cdot 0,45 / 3,5 \cdot 10^{-6} (1,55 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 10^{20}] = 160547 \text{ м},$$

$$L_\mu = 0,187 / (3,5 \cdot 10^{-6} \cdot 0,033 \cdot 10^{-9} \cdot 10^{10}) = 161905 \text{ м}.$$

Максимальная протяженность будет близка к средней геометрической этих значений

$$L_{\text{макс}} = (160547 \cdot 161905)^{0,5} \approx 161 \text{ км}.$$

## Англоязычные аббревиатуры и термины, часто используемые в телекоммуникационной технике

<b>ADM</b>	add-drop multiplex мультиплексирование с вводом-выводом
<b>AIS</b>	alarm indication signal сигнал индикации аварийного состояния (СИАС)
<b>Alloc</b>	allocation доля от суммарной нормы
<b>AMI</b>	alternate mark inversion code двоичный код с чередованием полярности единиц
<b>APO</b>	allocated performance objective опорное значение показателя ошибок
<b>APS</b>	automatic protection switching автоматическое переключение на резерв
<b>ARPL</b>	after repair performance level уровень качества после ремонта
<b>ASE</b>	amplified spontaneous emission усиление спонтанного излучения
<b>ATM</b>	asynchronous transfer mode асинхронный режим переноса
<b>AU</b>	administrative unit административный блок
<b>AUG</b>	administrative unit group группа административных блоков
<b>AU-n</b>	administrative unit-n административный блок n-го уровня
<b>B3ZS</b>	bipolar with 3-zero substitution биполярный код с заменой трех нулей специальной кодовой комбинацией
<b>BBE</b>	background block error блок с фоновыми ошибками
<b>BBER</b>	background block error ratio коэффициент ошибок по блокам с фоновыми ошибками
<b>BE</b>	block error блок с ошибками
<b>BER</b>	bit error ratio коэффициент ошибок по битам
<b>BIL</b>	biphase-level абсолютный биимпульсный код



## **Англоязычные аббревиатуры и термины**

---

<b>BIP</b>	bit interleaved parity четность чередующихся битов
<b>BISPO</b>	bringing-into-service performance objective значение показателя качества для приема объекта в эксплуатацию
<b>BITS</b>	building integrated timing supply интегральная система синхронизации
<b>BSHR</b>	bidirectional SHR (см.) двухнаправленное самовосстанавливающееся кольцо
<b>CAS</b>	channel associated signaling сигнализация по выделенному каналу
<b>CMI</b>	coded mark inversion двухуровневый код без возвращения к нулю с инверсией последовательных единиц
<b>CMIP</b>	common management information protocol протокол общей управляющей информации
<b>CMISE</b>	common management information service element сервисный элемент общей управляющей информации
<b>C-n</b>	container of level n контейнер n-го уровня
<b>CRC</b>	cyclic redundancy check циклический избыточный код для контроля ошибок
<b>DBI</b>	differential biphasе относительный биимпульсный код
<b>DCC</b>	data communication channel служебный канал передачи данных
<b>DCN</b>	data communication network сеть передачи данных
<b>DPL</b>	degraded performance level порог ухудшения качества
<b>DSn</b>	digital service/signal of level n цифровой сервис/сигнал n-го уровня
<b>DWDM</b>	dense wavelength division multiplexing высокоплотное мультиплексирование с разделением по длине волн
<b>DXC</b>	digital cross connect equipment аппаратура цифрового кроссового переключения
<b>EB</b>	errored block блок с ошибками
<b>EBER; EXCBER</b>	excessive bit error ratio чрезмерный коэффициент ошибок по битам
<b>ECC</b>	embedded communications channel встроенный канал связи
<b>EDFA</b>	erbium doped fiber amplifier оптический усилитель на волокне, легированном эрбием

## Англоязычные аббревиатуры и термины

---

<b>EMF</b>	equipment management function функция управления оборудованием
<b>En</b>	electrical interface signal of level n сигнал n-го уровня на электрическом стыке
<b>EOW</b>	engineering order-wire технологический служебный канал
<b>ES</b>	errored second секунда с ошибками
<b>ES</b>	electrical section электрическая секция
<b>ESR</b>	error seconds ratio коэффициент секунд с ошибками
<b>ETSI</b>	Europe telecommunication standard institute европейский институт стандартизации электросвязи
<b>FAL</b>	frame alignment loss потеря циклового синхронизма, потеря циклового фазирования
<b>FAS</b>	frame alignment signal циклового синхросигнал, сигнал циклового фазирования
<b>FEBE</b>	far end block error ошибки в блоках на дальнем конце (стар., см. REI)
<b>FERF</b>	far end receive failure неисправность приема на дальнем конце (стар., см. RDI)
<b>FM</b>	fault management управление отказами
<b>FOMOT</b>	Four Mode Ternary четырёхмодовый троичный код
<b>GNE</b>	gateway network element шлюзовой сетевой элемент
<b>GPS</b>	global positioning system глобальная система позиционирования (объекта)
<b>HCS</b>	high order connection supervision дистанционный контроль соединений тракта высшего порядка
<b>HDBn</b>	high-density bipolar code of order n биполярный код высокой плотности порядка n
<b>HDLC</b>	high level data link control высокоуровневое управление звеном данных
<b>HO</b>	higher order высокий порядок
<b>HOA</b>	higher order assembler сборка виртуального контейнера верхнего уровня
<b>HOI</b>	higher order interface стык высокого порядка, интерфейс тракта высшего порядка
<b>Holdover</b>	удержание (задерживание)

## **Англоязычные аббревиатуры и термины**

---

<b>HOVC</b>	higher order virtual container виртуальный контейнер высокого порядка
<b>HP</b>	higher order path тракт высокого порядка
<b>HPA</b>	higher order path adaptation адаптация тракта высокого порядка
<b>HPC</b>	higher order path connection функциональный блок переключения трактов высокого порядка
<b>HPOM</b>	higher order path overhead monitor контроль заголовка тракта высокого порядка
<b>HPP</b>	higher order path protection function функция резервирования (защиты) тракта высокого порядка
<b>HPT</b>	higher order path termination окончание тракта высокого порядка
<b>HPX</b>	high order path connection соединение трактов высокого порядка
<b>HTCT</b>	higher order tandem connection termination окончание последовательного соединения высокого порядка
<b>HUG</b>	higher order path unequipped generator генератор сигнала необорудованности тракта высокого порядка
<b>ISDN</b>	integrated service digital network цифровая сеть с интеграцией служб
<b>ISO</b>	international organization for standartization Международная организация по стандартизации
<b>ITU-T</b>	ITU Telecommunication standardization sector Сектор стандартизации электросвязи МСЭ (МСЭ-Т)
<b>LCN</b>	local communication network местная (локальная) сеть связи
<b>LCS</b>	lower order connection supervision дистанционный контроль соединения низкого порядка
<b>LED</b>	light emitting diode светодиод
<b>LO</b>	lower order низкий порядок
<b>LOC</b>	loss of clock пропадание тактового сигнала
<b>LOF</b>	loss of frame alignment пропадание циклового синхронизма
<b>LOI</b>	lower order interface стык низкого порядка, интерфейс тракта низшего порядка
<b>LOM</b>	loss of multiframe пропадание сверхцикла

## **Англоязычные аббревиатуры и термины**

---

<b>LOP</b>	loss of pointer пропадание указателя
<b>LOS</b>	loss of signal пропадание сигнала
<b>LOVC</b>	lower order virtual container виртуальный контейнер нижнего уровня
<b>LP</b>	lower order path тракт низкого порядка
<b>LPA</b>	lower order path adaptation адаптация тракта низшего порядка
<b>LPC</b>	lower order path connection функциональный блок переключения трактов низшего порядка
<b>LPOM</b>	lower order path overhead monitor контроль заголовка тракта низшего порядка
<b>LPP</b>	lower order path protection резервирование тракта низшего порядка
<b>LPS</b>	line protection switch переключение линии на резерв
<b>LPT</b>	lower order path termination окончание тракта низшего порядка
<b>LPX</b>	lower order cross connect кроссовые соединения низшего порядка
<b>MAF</b>	management application function прикладная функция управления
<b>MAN</b>	metropolitan area network национальная сеть
<b>MCF</b>	message communication function функциональный блок передачи сообщений
<b>MD</b>	mediation device медиатор (устройство сопряжения)
<b>MF</b>	mediation function медиаторная функция (функция устройств сопряжения)
<b>MLM</b>	multi-longitudinal mode laser многомодовый лазер
<b>MRTIE</b>	maximum relative time interval error максимальная относительная ошибка по временному интервалу
<b>MSA</b>	multiplex section adaptation адаптация мультиплексной секции
<b>MSOH</b>	multiplex section overhead заголовок мультиплексной секции
<b>MSP</b>	multiplex section protection резервирование мультиплексной секции
<b>MST</b>	multiplex section termination окончание мультиплексной секции

## Англоязычные аббревиатуры и термины

---

<b>MTIE</b>	maximum time interval error максимальная ошибка временного интервала
<b>MTPI</b>	multiplexer timing physical interface физический стык синхронизации мультиплексора
<b>NC</b>	network connection сетевое соединение, соединение сетевого уровня
<b>NDF</b>	new data flag флаг «новые данные», флаг новых данных
<b>NE</b>	network element сетевой элемент
<b>NEF</b>	network element function функция сетевого элемента
<b>NNI</b>	network node interface стык сетевого узла
<b>NRZ</b>	non return to zero код без возвращения к нулю
<b>OAM&amp;P</b>	operations, administration, maintenance and provisioning эксплуатация, управление, техническое обслуживание и обеспечение (функции и сервис)
<b>OS</b>	operation system операционная система
<b>OS</b>	optical section оптическая секция
<b>OSF</b>	operations system functions функции операционной системы
<b>OSI</b>	open system interconnection взаимосвязь открытых систем (ВОС)
<b>OTN</b>	optical transport network оптическая транспортная сеть
<b>PCM</b>	pulse code modulation импульсно-кодовая модуляция
<b>PDH</b>	plesiochronous digital hierarchy плезиохронная цифровая иерархия (ПЦИ)
<b>P<sub>n</sub></b>	PDN path layer with n plesiochronous тракт ПЦИ n-го уровня
<b>PO</b>	performance objective суммарные нормы на показатель качества
<b>POH</b>	path overhead трактовый заголовок
<b>PPI</b>	plesiochronous physical interface плезиохронный физический интерфейс
<b>PRC</b>	primary reference clock первичный эталонный генератор
<b>PST</b>	pair select ternary парно-избирательный троичный (ПИТ) код
<b>PTR</b>	pointer указатель

## Англоязычные аббревиатуры и термины

---

<b>QAM</b>	quadrature amplitude modulation квадратурная амплитудная модуляция
<b>RDI (FERF)</b>	remote defect indication индикация повреждения на дальнем конце
<b>REI (FEBE)</b>	remote error indication индикация ошибки на дальнем конце
<b>RMS</b>	root mean square среднеквадратичное значение
<b>ROSE</b>	remote operations service element сервисный элемент удаленных операций
<b>RSOH</b>	regenerator section overhead заголовки регенерационной секции
<b>RST</b>	regenerator section termination окончание регенерационной секции
<b>RZ</b>	return to zero код с возвращением к нулю
<b>SDH</b>	synchronous digital hierarchy синхронная цифровая иерархия (СЦИ)
<b>SEC</b>	SDH equipment clock задающий генератор оборудования СЦИ
<b>SEMF</b>	synchronous equipment management function функциональный блок управления синхронным оборудованием
<b>SES</b>	severely errored seconds секунды, пораженные ошибками
<b>SETPI</b>	synchronous equipment timing physical interface физический интерфейс сигналов тактирования синхронного оборудования
<b>SETS</b>	synchronous equipment timing source источник тактовых сигналов синхронного оборудования
<b>SHR</b>	self healing ring самовосстанавливающееся кольцо
<b>SLM</b>	single-longitudinal mode laser одномодовый лазер
<b>SM</b>	synchronous multiplexer синхронный мультиплексор
<b>SMN</b>	SDH management network сеть управления в синхронной цифровой иерархии
<b>SMS</b>	SDH management subnetwork подсеть управления в синхронной цифровой иерархии
<b>SNC</b>	subnetwork connection подключение подсети
<b>SOH</b>	section overhead секционный заголовок
<b>SONET</b>	synchronous optical network синхронная оптическая сеть

## **Англоязычные аббревиатуры и термины**

---

<b>SPI</b>	SDH physical interface синхронный физический интерфейс
<b>SPRING</b>	shared protection ring совместное кольцо резервирования
<b>SS7</b>	signalling system 7 система сигнализации № 7 (ОКС № 7)
<b>SSM</b>	synchronisation status message сообщение о статусе синхронизации
<b>SSU</b>	synchronisation supply unit блок (аппаратура) обеспечения синхронизацией
<b>STM-n</b>	synchronous transport module – level n синхронный транспортный модуль n-го уровня
<b>TCN</b>	telecommunications network телекоммуникационная сеть
<b>TDEV</b>	time deviation девиация во времени
<b>TMN</b>	telecommunication management network сеть управления электросвязью
<b>TNC</b>	transit node clock таймер транзитного узла
<b>TTF</b>	transport terminal function блок (функция) транспортного терминала
<b>TU</b>	tributary unit трибутарный (нагрузочный) блок
<b>TUG</b>	tributary unit group группа трибутарных блоков
<b>TVAR</b>	time variance временная вариация
<b>UI</b>	unit interval единичный интервал
<b>UNEQ</b>	unequipped необорудованный; неподготовленный
<b>UPL</b>	unacceptable performance level порог недопустимого качества
<b>USHR</b>	unidirectional SHR (см.) однонаправленное самовосстанавливающееся кольцо
<b>USR</b>	user channel канал пользователя
<b>UTS</b>	universal time, coordinated универсальное скоординированное время
<b>VC-m</b>	virtual container, level m виртуальный контейнер, уровень m (низший)
<b>VC-n</b>	virtual container, level n виртуальный контейнер, уровень n (высший)
<b>VP</b>	virtual path виртуальный тракт

## ***Англоязычные аббревиатуры и термины***

---

<b>WDM</b>	wavelength division multiplexing мультиплексирование с разделением по длине волн
<b>HEC</b>	header error control (field) управление ошибками в заголовке (поле)
<b>OHA</b>	overhead access доступ к заголовку
<b>XDSL</b>	x digital subscriber line x цифровая абонентская линия; x заменяется следующими символами: A – asymmetrical (асимметричная); H – high bit rate (с высокой скоростью передачи битов); R – rate adaptive (с адаптивной скоростью); S – symmetrical (симметричная); V – very high bit rate (с очень высокой скоростью передачи битов).



## Список литературы

1. **Многоканальные системы передачи:** Учебник для вузов/ Н.Н.Баева, В.Н.Гордиенко, С.А.Курицын и др.; Под ред. Н.Н.Баевой и В.Н.Гордиенко. – М.: Радио и связь, 1997.–560 с.: ил.
2. **Проектирование** и техническая эксплуатация систем передачи: Учебное пособие для вузов/ В.В. Крухмалев, В.Н. Гордиенко, В.И. Иванов и др.; Под ред. В.Н. Гордиенко и В.В. Крухмалева. – М.: Радио и связь. – 1996. – 344 с.:ил.
3. **Цифровые** и аналоговые системы передачи: Учебник для вузов/ Иванов В.И., Гордиенко В.Н., Попов Г.Н. и др.; Под ред. Иванова В.И.. – М.: Радио и связь, 1995. – 232 с.:ил.
4. **Оптические** системы передачи: Учебник для вузов/ Б.В.Скворцов, В.И.Иванов, В.В.Крухмалев и др.; Под ред. В.И.Иванова. – М.: Радио и связь. – 1994. – 224 с.: ил.
5. **Крук Б.И., Попандопуло В.И., Шувалов В.П.** Телекоммуникационные системы и сети. Т.1: Учебное пособие/Изд. 2-е, испр. и доп. – Новосибирск: Сиб. предприятие «Наука» РАН, 1998. – 536с.:ил.
6. **Слепов Н.Н.** Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. – М.: Радио и связь, 2000.
7. **Гордиенко В.Н., Ксенофонтов С.Н., Кунегин С.В., Цыбулин М.К.** Современные высокоскоростные цифровые телекоммуникационные системы. Ч.1. Синхронная цифровая иерархия: Учебное пособие/ МТУСИ – М.,1998. – 30 с.:ил.
8. **Гордиенко В.Н., Ксенофонтов С.Н., Кунегин С.В., Цыбулин М.К.** Современные высокоскоростные цифровые телекоммуникационные системы. Ч.3. Группообразование в синхронной цифровой иерархии: Учебное пособие/МТУСИ – М.,1999. – 76 с.:ил.
9. **Гордиенко В.Н., Кунегин С.В., Тверецкий М.С.** Современные высокоскоростные цифровые телекоммуникационные системы. Ч.4. Проектирование высокоскоростных синхронных сетей СЦИ: Учебное пособие/ МТУСИ – М.,2001. – 30 с.:ил.
10. **Запорощенко Е.К., Гордиенко В.Н.** Основы построения сетей управления телекоммуникациями (TMN): Учебное пособие/МТУСИ – М.,2002. – 50 с.:ил.
11. **Алексеев Е.Б.** Основы технической эксплуатации современных волоконно-оптических систем передачи. Учебное пособие. – М.: ИПК при МТУСИ, 1998г. – 195 с.:ил.
12. **Алексеев Е.Б.** Особенности технической эксплуатации волоконно-оптических систем и сетей синхронной цифровой иерархии. Учебное пособие. – М.: ИПК при МТУСИ, 1999г. – 183 с.:ил.

## Список литературы

13. **Алексеев Е.Б.** Принципы построения и технической эксплуатации фотонных сетей связи. Учебное пособие. – М.: ИПК при МТУСИ, 2000г. – 70 с.:ил.

14. **Алексеев Е.Б.** Транспортные сети СЦИ. Проектирование, техническая эксплуатация и управление. Учебное пособие. – М.: ИПК при МТУСИ, 2003г. – 116 с.:ил.

15. **Чёткин С.В.** Методические указания по курсовому и дипломному проектированию оптических систем передачи/МТУСИ – М., 2002. – 43 с.:ил.

16. **Чёткин С.В.** Межсимвольная помеха в оптических системах передачи. Учебное пособие/ МТУСИ – М., 2004. – 43 с.:ил.

17. **Слепов Н.Н.** Синхронные цифровые сети SDH. – М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 1997. – 140 с.:ил.

18. **Кашин М.В., Муштаков Е.А.** Основы SDH / Учебное пособие. Министерство РФ по связи и информатизации. Поволжская государственная академия телекоммуникаций и информатики. Самарский региональный телекоммуникационный тренинг центр. Самара, 2001. – 80 с.:ил.

19. **Иванов А.Б.** Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. – М.: Компания САЙРУС СИСТЕМС, 1999. – 671 с.:ил.

20. **Убайдуллаев Р. Р.** Волоконно -оптические сети . – М.: Эко -Трендз, 2000. – 270 с.:ил.

21. **Основы управления сетью Российской Федерации/ В.Б.Булгак, Л.Е.Варакин, А.Е.Крупнов и др.; Под ред. А.Е.Крупнова и Л.Е.Варакина. – М.: Радио и связь, 1998. – 184 с.:ил.**

22. **Министерство РФ по связи и информатизации.** Аппаратура волоконно-оптической системы передачи со спектральным разделением. Технические требования: Руководящий документ отрасли. Введено в действие приказом от 29.08.2002 №108 / ЦНТИ «Информсвязь» – М.,2002. – с. РД45.286-2002

23. **Давыдов С.А., Снегов А.Д.** Абонентские цифровые системы передачи: Учебное пособие/МТУСИ – М.: 2000. – 35 с. :ил.

24. **Власов А.В., Костерова Л.Н.** Цифровые системы передачи абонентского доступа: Учеб. пособие/МТУСИ – М.,2000. – 35 с.:ил.

25. **Листвин А.В., Листвин В.Н., Швырков Д.В.** Оптические волокна для линий связи. – М.: ЛЕСАРпт, 2003. – 288 с., ил.

## Предметный указатель

### А

Агент 321  
Адаптер 320  
Аномалия  
Аппаратура оперативного переключения (АОП) 8, 230

### Б

Блок центральный 85  
– нагрузочный 193

### В

Волокно оптическое 274  
– одномодовое 265, 268  
Волюм  
(динамический уровень) 30  
Времени девиация 102  
Вставка 125, 139, 176

### Г

Генератор задающий 8, 92  
– вторичный 305  
– – местный 305  
– первичный эталонный 302, 408  
– с принудительной синхронизацией 95  
Глаз-диаграмма 156, 157  
– раскрыв 156

### Д

Дефект 342  
Дисперсия 147  
Доступ абонентский 172

### З

Заголовок секционный 309

### И

Излучение усиленное спонтанное 261  
Интерфейс оптический «серый» 278  
– – «цветной» 278

### К

Канальный интервал 8, 75  
Код алфавитный 177  
– без возвращения к нулю 174  
– биимпульсный абсолютный 174  
– – относительный 175  
– блочный 178  
– двухуровневый 173  
– квазитроичные 97, 175  
– с возвращением к нулю 174  
– с заменой пакетов нулей 177  
– с инверсией токовых посылок 175  
– с чередованием полярности импульсов 175  
– трехуровневый 175  
– троичный 175  
– четырехмодовый троичный  
FOMOT 180  
Кодовое слово (кодová комбинация) 208  
Конвертор волновой 281  
Контейнер виртуальный 192  
– высокого уровня 193  
– низкого уровня 193  
– объединенный (сцепка) 206  
Коррекция межсимвольных искажений 149  
Коэффициент активности канала 382  
– вариации Аллана 101  
– ошибок регенератора 152  
– психометрический 32  
– согласования скоростей передачи 131  
– цифрового согласования 139  
– шума 263

### М

Медиатор 322, 324  
Менеджер 317  
Модуль оптический передающий 255

## Предметный указатель

- оптический приемный 258
- синхронный транспортный 410

Модуляция амплитудно-импульсная (АИМ) 8, 42

- импульсно-кодовая (ИКМ) 8
- дифференциальная 365

Мощность сигнала максимальная 25

- средняя 25

Мультиплексирование асинхронное (плезioxронное) 123

- каскадное 189
- прямое 189
- синхронное 229
- синхронно-фазное 188

Мультиплексор ввода/вывода 8, 227

- кросс-коннектор 230
- синхронный 227
- терминальный 9, 88

### Н

Напряжение сигнала эффективное (действующее) 370

Неоднородность временная 123

### О

Отдельный канал сигнализации (ОКС) 8, 76

Ошибка временного интервала (ОВИ) 8, 102

- максимальная (МОВИ) 8, 102

### П

Пикфактор сигнала 416

Поиск синхросигнала скользящий 105

Помеха дискретизации 50

- квантования 52
- линейная 147
- межсимвольная (интерференционная) 147
- незнаемого канала (молчания) 62
- тепловая 183

Помехозащищенность сигнала 26

Поток агрегатный 41

- доступа 235
- компонентный 121

Проскальзывание неуправляемое 307

- управляемое 307

### Р

Распределитель импульсов 80

### С

Сдвиг временной 124

Секция мультиплексная 227

- регенерационная 211

Сигнал аналоговый 12

- групповой 16
- дискретный 12
- квантованный 15
- непрерывный 41
- первичный 18
- хронизирующий 97

- цифровой 12

– цикловой синхронизации 105

Сигнала динамический диапазон 26

- квантование неравномерное 54
- квантование равномерное 55

- кодирование 59

- компандирование 66

- регенерация 16

- стробирование 47

- эффективно передаваемая полоса частот 27

Синхронизация тактовая (частотная) 90

- цикловая 105

- фазовая 90

Синхронизма восстановление 105

- поиск 106

- сбой 105

- удержание 406

Скремблер 167

Согласование скоростей передачи 196

### Т

Точка решения регенератора (TRP) 9, 145

Транспондер 279

### У

Указатель 332

- нулевой 195

Уплотнение волновое (спектраль-

## Предметный указатель

---

ное) 285

– плотное 289

Уровень излучаемой мощности 270

– перегрузки приемника 270

– чувствительности приемника 270

Уровни передачи абсолютные 23

– – измерительные 23

### Ц

Цикл (кадр)передачи 72

Цифровая иерархия плезиохрон-  
ная (ПЦИ) 409

– синхронная (СЦИ) 410

### Ч

Частота дискретизации 46

– тактовая 27

Частоты стабильность 101

– точность 101

– фазовая автоподстройка 9

– удержание 92

### Ш

Шаг квантования 372