

УЧЕБНИК

ДЛЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕДИЙ

СПЕЦИАЛЬНОСТЬ



МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ



В. И. Гордиенко
М. С. Тверецкий

УДК 621.396.4
ББК 32.899
ГБ?

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

Горденко В. Н., Тверецкий М. С.

ГБ?

Многоканальные телекоммуникационные системы. Учебник для
вузов. – М: Горная книга–Телеком, 2007. – 416 с.; ил.

ISBN 5-83517-219-4.

Излагается базовые принципы построения цифровых многоканальных
телекоммуникационных систем, обсуждаются особенности работы оборудо-
вания цифровых систем передачи синхронной и асинхронной цифровой
информации. Рассматриваются вопросы нормирования качества передачи ин-
формации по цифровым каналам и тропам, а также особенности применения
цифровых систем передачи на современных телекоммуникационных сетях.

Для студентов вузов, обучающихся по специальности 201060 – «Много-
канальные телекоммуникационные системы» в рамках направления 654408 –
«Телекоммуникации», может быть полезен студентам, обучающимся по спе-
циальностям 271730 – «Физика и техника оптической связи», 200900 – «Сети
связи и системы коммутации», 201800 – «Зеркаленные системы связи».

ББК 32.899

Учебное издание

Горденко Владимир Николаевич

Тверецкий Михаил Серафимович

МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Учебник

Редактор А. Е. Павлов

Художник В. П. Сидоров

Подготовка оригинал-макета Ю. Н. Рылова

Лицензия ИР № 071003 от 18.03.99 г.

Подписано в печать 18.12.2006. Формат 60×90 1/16.

Усл. печ. л. 26. Уд. л. 1219. Доп. тираж 2000 экз.

Зак. 2007.

Отпечатано с готовых диапозитивов в ООО ПФ «Полиграфист».

140071, г. Вологда, ул. Телекоммунация, 1.

Тел.: (8172) 73-66-31, 73-66-72.

ISBN 5-83517-219-4

© В. Н. Горденко, М. С. Тверецкий, 2005, 2007
© Оформление издательства
«Горная книга–Телеком», 2007

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	7
Список часто используемых сокращений	8
Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов	10
Глава 1. Введение в цифровой способ передачи сигналов	11
1.1. Роль цифровых способов передачи сигналов	11
1.2. Формирование цифрового сигнала	14
1.3. Иерархия цифровых телекоммуникационных систем	18
Глава 2. Сигналы электросвязи и методы их описания	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
Глава 3. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование сигналов	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	70
3.4.2. Структура первичного цифрового потока	73
3.4.3. Функциональная схема генераторного оборудования	78
3.5. Универсальная система первичного мультимплексирования	83
Глава 4. Синхронизация оборудования цифровых телекоммуникационных систем	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 предельной синхронизацией	95
4.1.4. Выделение хромирующего сигнала	96
4.1.5. Параметры хромирующих сигналов	101
4.1.6. Параметры синхронизации	105
4.2. Цикловая синхронизация	105
4.2.1. Требования к системе цикловой синхронизации	105
4.2.2. Структура и принцип действия приемника циклового сигнала	106
4.2.3. Расчет параметров системы цикловой синхронизации	109
4.2.4. Улучшение параметров систем цикловой синхронизации	115
Глава 5. Мультиплексирование цифровых потоков	116
5.1. Принцип и способы мультиплексирования	118
5.2. Скоростное мультиплексирование	120
5.3. Мультиплексирование асинхронных потоков	122
5.4. Система команд двустороннего согласования скоростей	131
5.5. Циклы передачи телекоммуникационных систем высшего уровня ЦУП	134
Глава 6. Передача цифровых сигналов	144
6.1. Принцип регенерации сигналов	144
6.2. Помехоустойчивость регенератора	145
6.2.1. Виды помех и искажений	145
6.2.2. Коррекция несовместимых 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 линиях ЦТС различных типов	174
6.4. Длина регенерационного участка на кабеле с оптическими параами	181
Часть 2. Скоростные цифровые телекоммуникационные системы	186
Глава 7. Преобразование сигналов в ЦУТС	187
7.1. Структура кодов ЦУТС	187
7.2. Поля 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 нижнего уровня	199
7.3. Ввод потоков сети доступа	201
7.3.1. Ввод потока 148 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
Глава 8. Мультиплексоры ЦТТС	220
8.1. Функциональная схема мультиплексора	220
8.2. Конфигурации мультиплексоров	227
8.3. Структурная схема мультиплексора	231
Глава 9. Транспортная сеть ЦТТС	237
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
Глава 10. ЦТТС со спектральным уплотнением оптических волокон	277
10.1. Принципы построения ЦТТС со спектральным уплотнением	277
10.2. Параметры ЦТТС со спектральным уплотнением	285
10.3. Переход к фотонным транспортным сетям	296
Глава 11. Синхронизация ЦТТС	300
11.1. Структура системы синхронизации	300
11.2. Защита системы синхронизации	310
Глава 12. Управление цифровыми телекоммуникационными системами	316
12.1. Модель управления сетью	316
12.2. Архитектура TMN	317
12.3. Общие и прикладные функции TMN	328
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
Глава 13. Нормирование параметров каналов и трактов ЦТТС	334
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 ЦЦН	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 оборудования	360

Глава 14. Специальные цифровые телекоммуникационные системы	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.....	373
14.2. Цифровые статистические телекоммуникационные системы	382
Приложение 1	390
Приложение 2	395
Алфавитные аббревиатуры и термины, часто используемые в телекоммуникационной технике	403
Список литературы	412
Предметный указатель	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 Четину С.В., а также специалистам ЦНИИС Алексею Е.Б и Мехалю А.М. за помощь в подготовке учебника.

СПИСОК ЧАСТО ИСПОЛЪЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

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

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

ЧАСТЬ 1.

ЦИФРОВЫЕ СПОСОБЫ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ

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,

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

Информация передается и обрабатывается в большинстве случаев в виде сигналов электромагнитных колебаний, в изменениях параметров которых и заложена передаваемая информация. Например, речевое сообщение, представляющее собой изменение звукового давления, посредством микрофона превращается в изменяющийся соответствующим образом электрический 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.

Приним 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

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 – запись 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 бит¹ 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 повала 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 сигнала 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-

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

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 устройством 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 реализовать 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 линиям 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_d , 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

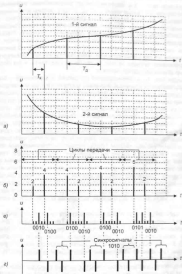


Рис. 1.1. Последовательность преобразования сигналов в цифровой телекоммуникационной системе на передаче:

а – исходный и дискретизированный сигналы; б – цифровой групповой сигнал; в – кодированный сигнал; г – сигнал в проводной линии

на графике 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 округления именованных значений различных сигналов является операцией формирования группового сигнала, за исключением, которому должен удовлетворять групповой сигнал – teljes требование возможности его обратного преобразования – является требование возможности. Заметим также, что формирование на исходный сигнал можно было бы осуществить и на последующих этапах обработки сигнала.

График рис. 1.1,а иллюстрирует операцию кодирования – замены округленных именованных значений соответствующими двоичными кодовыми комбинациями. На графике условно нули показаны нулевыми импульсами, обычно же нулем соответствует отсутствие импульса. Кодовые комбинации (кодовые слова) в данном случае четырехразрядные – число разрядов в общем случае определяется максимальным числом разрешенных значений или числом шагов кодирования. Период, в течение которого передается по одному именованному значению каждого канального сигнала, называется циклом передачи или кодом. 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, отличный цикловой сигнала от любой другой комбинации в потоке заключается в том, что цикловой сигнал всегда периодически повторяется на одной и той же позиции, в то время как другие комбинации в потоке случайны.

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

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 сигнатуром отмечены также исходные импульсы. Первоначальная операция на приеме – регенерация (восстановление) формы импульсов и их временных соотношений.

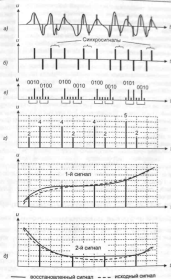


Рис. 1.2. Последовательность преобразования сигналов на приеме:
 а – исходный сигнал на входе; б – восстановленный сигнал в коде ЧПМ; в – каналные сигналы в двоичном коде; г – восстановленные отсчеты мгновенных значений; д – восстановленные исходные сигналы

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

Мгновенные значения, относящиеся к различным исходным сигналам, разделяются посредством временного селектора – набора ячеек, 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 – сплюсываются 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.

Таким, 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 второй 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 иные 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.

В начале 1980-х годов были разработаны три синхронные цифровые иерархии (ПЦИ), в которых за исходный сигнал был принят сигнал, передаваемый со скоростью 64 Мбит/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 синхронных 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

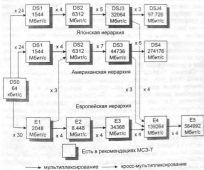


Рис.1.3. Схема синхронных цифровых иерархий

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

Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

в цифровой сигнал на каждой ступени мультиплексирования сжатой 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, 2, 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, 544832 кбит/с (2, 8, 34, 140, 565 Мбит/с).

На рис. 1.3 показаны также рекомендованные пути соединения систем различных синхронных 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-T.

Системы ПЦМ 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 ПЦМ, как громоздкость процедур ввода/вывода компонентных потоков из потоков высших ступеней, сложность соединений сетей различных ПЦМ 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 оправдаются.

Главными целями разработки СЦИ являлись:

- упрощение процедур доступа к компонентным потокам;
- обеспечение возможности развитой маршрутизации потоков;
- участие 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 ПЦМ;

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 ПЦМ 139 264 Мбит/с и обеспечивать передачу дополнительной сервисной информации. Кроме того, она должна была быть приблизительно кратной скорости первичного потока OC1 (50368 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 СЦМ. Ступени иерархии обозначаются как STM-n (синхронные транспортные модули), где n – число объединенных первичных потоков. В табл. 1.1 указаны ступени СЦМ и соответствующие им скорости передачи.

Таблица 1.1

Уровень	STM-N	Скорость, кбит/с	Количество объединенных 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 предназначается 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 – неперами (Нп). В настоящее время принято пользоваться децибелами.

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

$$A_p = 10 \lg(P_p/P_0), \quad A_u = 20 \lg(U_p/U_0), \quad A_i = 20 \lg(I_p/I_0),$$

где P_p , U_p , I_p – 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_p 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:

$$P_{\text{вн}} = 10 \lg \frac{U_s^2}{|Z_s|} \cdot \frac{|Z_{\text{с}}|}{U_{\text{с}}^2} = P_{\text{с}} + 10 \lg \frac{|Z_{\text{с}}|}{|Z_s|},$$

$$P_{\text{вн}} = 10 \lg \frac{I_s^2}{I_{\text{с}}^2} \cdot \frac{|Z_s|}{|Z_{\text{с}}|} = P_{\text{с}} - 10 \lg \frac{|Z_{\text{с}}|}{|Z_s|},$$

$$P_{\text{с}} = P_{\text{вн}} - 20 \lg \frac{|Z_{\text{с}}|}{|Z_s|}.$$

Очевидно, что при $|Z_s| = |Z_{\text{с}}|$ уровни по мощности, напряжению и току равны между собой, т.е. $P_{\text{с}} = P_{\text{вн}} = P_{\text{сн}}$.

Если за исходные величины мощности, напряжения и тока приняты соответственно $P_0 = 1 \text{ мВт}$ ($\text{мВ} \cdot \text{А}$), $U_0 = 0,7745 \text{ В}$ 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 $|Z_s| = 600 \text{ Ом}$.

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 $P_{\text{сн}}$, $U_{\text{сн}}$, $I_{\text{сн}}$, установленные в начале тракта или в точке, принятой условно за начало. Тогда вычисленные уровни

$$P_{\text{д0}} = 10 \lg(P_s/P_{\text{сн}}), \quad P_{\text{д0}} = 20 \lg(U_s/U_{\text{сн}}), \quad P_{\text{д0}} = 20 \lg(I_s/I_{\text{сн}})$$

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 $P_{\text{д0}}$, определенный в ТНОУ, обозначается как дБм0. Для перехода от уровня сигнала $P_{\text{д0}}$

к уровню по мощности P_0 в данной точке тракта пользуются соотношением $P_0 = P_{\text{св}} + P_{\text{ш}} \text{ мкВ}$. Где $P_{\text{ш}} \text{ мкВ}$ — измерительный уровень по мощности в данной точке тракта.

2.2. Параметры и характеристики сигналов

Сигналы связи во времени имеют 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 — сначала 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 натурных 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 сигнала, поскольку реализации сигналов конечны, т.е. заданы на некотором интервале времени от t_1 до t_2 .

Измерения таких 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 мкс, 1 ч.

Электрический параметр – постоянная составляющая – это среднее значений случайного процесса:

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

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:

$$u_{\text{с}}(t) = u(t) - U_{\text{ср}}.$$

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

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

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_{max} – это мощность синусоидального сигнала с амплитудой U_{max} , которая превышает мгновенными значениями переменной составляющей сигнала $u(t)$ с определенной, достаточно малой вероятностью ϵ . Для различных видов сигналов ϵ принимают равной 10^{-2} , 10^{-3} , а иногда и 10^{-6} .

Минимальная мощность P_{min} 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: $P_{\text{min}} = P_{\text{ш}}.$

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

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

Возможно использование логарифмических отношений вышеуказанных величин: $10\lg(P_{\text{max}}/P_{\text{ср}}) = Q_s$ – пикфактор сигнала; $10\lg(P_{\text{max}}/P_{\text{min}}) = Q_d$ – динамический диапазон сигнала; $10\lg(P_{\text{ср}}/P_{\text{порог}}) = A_{\text{ср}}$ – помехозащищенность сигнала. Две последние величины используются и для характеристик трактов передачи сигналов. При этом динамический диапазон тракта равен $D_T = 10\lg(P_{\text{ср}}/P_{\text{порог}})$, где $P_{\text{ср}}$ – неискаженная мощность на выходе тракта, помехозащищенность тракта – $A_{\text{тр}} = 10\lg(P_{\text{сиг}}/P_{\text{порог}})$, где $P_{\text{сиг}}$ – мощность коммутируемого сигнала на выходе. Тогда при передаче сигналов должны выполняться следующие неравенства: $D_T > Q_d$; $A_{\text{тр}} > A_{\text{сиг}}$; $P_{\text{ср}} < P_{\text{сиг}}$.

Для оценки скорости изменения сигнала используют функцию автокорреляции

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

Очевидно, что при $\tau = 0$ $R(0) = P_{\text{ср}}$. Величина $\rho(\tau) = R(\tau)/R(0)$ называется коэффициентом автокорреляции. Собственно мерой скорости изменения сигнала является интервал корреляции τ_0 – время, через которое практически утрачивается статистическая зависимость между $u_s(t)$ и $u_s(t + \tau)$. 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:

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

или обратно:

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

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

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

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

$$F_{\text{эф}} = \frac{\int_0^{\infty} G(f) \, df}{G_{\text{max}}(f)}.$$

Очевидно, что $F_{\text{эф}} = 1/2 \, b_{\text{эф}}$.

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

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

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

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

Аналоговый сигнал согласно теореме Котельникова может быть представлен последовательностью дискретных отсчетов, следующих с частотой $F_{\text{д}} = 2F_{\text{эф}}$, причем $F_{\text{эф}}$ – верхняя частота эффективно

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

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

Тогда

$$V_{\text{ср. макс}} = F_s \log_2(1 + 10^{0,1 A_{\text{ср}}}).$$

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 ними 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 являются в значительно большем диапазоне: от нескольких миллисекунд (междусловные 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

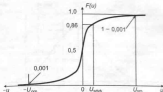


Рис. 2.1. Вероятность появления мгновенных значений речевого сигнала

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)

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

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

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

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

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

Для телефонного сигнала можно принять $\alpha = \sqrt{2} / u_{\text{эф}}$, 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 $U_{\text{огр}} \approx 5u_{\text{эф}}$.

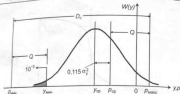


Рис. 2.2. Плотность вероятности динамических уровней телефонного сигнала и его динамический диапазон

Величина коэффициента сигнала при этом равна

$$Q_{\text{ср}} = 10 \lg(P_{\text{ср max}}/P_{\text{ср}}) = 20 \lg(U_{\text{ср max}}/U_{\text{ср}}) \approx 14 \text{ дБ}.$$

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

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

где $W(y)$ – плотность распределения волюмов, $Y_{\text{ср ср}}$ – среднее значение волюма, а σ_y – его среднеквадратическое отклонение.

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

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

тогда $P_{\text{ср.ср}} = 1 \cdot 10^{(-10,57)/10} = 88 \text{ мВт0}$ – 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 дБм0), к общему времени разговора. Для ТФ сигналов $K_a = 0,25$. Тогда средняя мощность ТФ сигнала с учетом пауз $P_{\text{ср.ср.п}} = K_a P_{\text{ср.ср}} + 10 = 32 \text{ мВт0}$ (-15 дБм0), где второе слагаемое правой части, равное 10 мВт0 , 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 $P_{\text{эф. макс}}$, соответствующий максимальной мощности $P_{\text{ср. макс}}$ и напряжению ограничения $U_{\text{огр}}$

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

Для сигналов, передаваемых по каналам ЦТС принимают обычно $P_{\text{эф. макс}}$ равным $+3 \text{ дБм0}$, а для сигналов, передаваемых посредством аналоговых систем передачи – $+3,5 \text{ дБм0}$. В последнем случае максимальная мощность $P_{\text{ср. макс}}$ очевидно будет равна 2220 мВт0 .

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

$$Y_{\text{ф. мин}} = Y_{\text{эф.ср}} - 3,09\sigma_T.$$

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

$$D_{\text{с.ср}} = P_{\text{эф. макс}} - P_{\text{ф. мин}} = 2Q_{\text{огр}} + 3,09\sigma_T + 0,115\sigma_T^2 \approx 40 \text{ дБ}. \quad (2.3)$$

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

устанавливается амплитудный корректор, частотная характеристика передачи которого повторяет среднестатистическую характеристику чувствительности системы – телефонный аппарат – слуховой аппарат человека. Очевидно, что возмещенное значение помехи будет меньше неизмещенного 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 возмещенных (психометрических) величин вводится буква «п», например дБмП, пВтП и т. д.

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

$$A_{\text{дп}} = 10\lg(88 \cdot 10^{-8} / 178000 \cdot 10^{-12}) = 27 \text{ дБ.}$$

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

$$D_{\text{дп}} = 10\lg(2220 \cdot 10^{-8} / 178000 \cdot 10^{-12}) = 41 \text{ дБ,}$$

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

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

$$\begin{aligned} K_{\text{инф}} &= K_{\text{д}} F_{\text{с}} \lg_2(1 + 10^{0,5 A_{\text{дп}}}) = \\ &= 0,25 \cdot 3,4 \cdot 3,32 \cdot \lg(1 + 10^{0,5 \cdot 27}) = 7,6 \text{ кбит/с.} \end{aligned}$$

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

2.1.2. 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 меньшую, 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, средниминутная и среднечасовая мощности $P_{\text{ср}}$, равные соответственно 4500, 2230 и 923 мВт. Максимальная мощность определяется при вероятности превышения $\varepsilon = 0,02$ и составляет 8000 мВт. Минимальная мощность рассчитывается при вероятности превышения $(1 - \varepsilon) = 0,98$. Ее значения различны для тех или иных видов сигналов и дают следующие значения динамического диапазона $D_{\text{д}}$ сигналов ЗВ, дБ:

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

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

$$A_{\text{тз.зв}} = 10 \lg(923 \cdot 10^{-4} / 64000 \cdot 10^{-12}) = 42 \text{ дБ}.$$

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

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

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

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 свет 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 фотоувластительной бумаге, получаем фотокопию передаваемого изображения.

При передаче штриховых изображений (состоящих из черных и белых элементов, например газетной полосы) факсимильный сигнал (ФС) состоит из унipoлярных 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 t_k соотношением $F_p = 1/2 t_k$. В свою очередь, t_k определяется диаметром светового пятна d_k и скоростью развертки V_p (скорость перемещения светового пятна по рисунку): $t_k = d_k/V_p$. При передаче документов выбирают $d_k = 0,15$ мм и $V_p < 440$ мм/с, тогда $t_k = 0,34$ мс, а $F_p = 1500$ Гц. При передаче газетных полос $d_k < 0,05$ мм, а $V_p < 30$ мм/с. Частота при этом достигает 250 кГц.

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

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

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

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

Оценим коэффициент $D_{\text{пол}}$, если число градаций яркости $l = 16$. Будем считать, что все напряжения сигнала u_i , соответствующие l градациям яркости, имеют одинаковую вероятность появления $p = 1/l$. Соответствующее l градациям напряжение $u_i = U_0/l$, где U_0 – амплитудное значение сигнала. В свою очередь значение среднеквадратического напряжения сигнала равно

$$u_{\text{эф}}^2 = \sum_{i=1}^I u_i^2 \rho_i = \sum_{i=1}^I \frac{I^2 U_M^2}{I^2} \cdot \frac{1}{I} = \frac{U_M^2}{I^2} \sum_{i=1}^I I^2.$$

Известно, что

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

Тогда

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

Поскольку можно считать, что

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

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

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

Необходимая помехозащищенность полутоновых сигналов, как и штриховых, $A_{\text{эф}} = 35$ дБ. При этом потенциальная информационная емкость полутоновых сигналов $V_{\text{эф}} = 2F_p \log_2 I = 2F_p \log_2 16 = 8F_p$ бит/с, т.е. в 4 раза больше, чем штриховых.

Каков бы образчик 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 аналоговых сигналов систем передачи данных. Современные факсимильные аппараты – как правило, цифровые.

Цифровые факсимильные аппараты (аппараты группы 3) имеют обычно плоскостную развертку и электронное аналого-цифровое устройство на приборах с зарядовой связью (ПЗС). Обычно используется односторонняя линейка ПЗС на 2048 элементов. Запись изображения производится многоэлектродными головками на электро-статическую или электротермическую бумагу.

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 Хаффмана (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 $0 \dots 63$. Длины серий одинаковых элементов ($0 \dots 63$) кодируются кодовой комбинацией так называемых конечных 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) $000 \dots 01$ (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), аналоговых подтоновых сигналов ФС, сигналов цветности и так называемой «синхросмеси» – комбинации импульсов синхронизации строк и полукадров и импульсов гашения обратного хода луча. Частота рисунка F_r сигналов яркости может быть подсчитана исходя из того, что число элементов изображения в кадре равно $(4/3) \cdot m$, 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 $F_r = (4/3) \cdot m^2 \cdot 25/2 = 6,5$ МГц. Однако практически вся энергия сигналов яркости сосредоточена в диапазоне $0 \dots 1,5$ МГц.

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

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

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

Сигналы цветности в этой системе представляют собой две поднесущие (4408,25 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 ошибаясь 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 $m f_{\text{л}}$, $n f_{\text{с}}$ и $m f_{\text{л}} \pm n f_{\text{с}}$, где m и n – целые числа, $f_{\text{л}}$ – частота следования полукадровых импульсов, равная 50 Гц; $f_{\text{с}}$ – частота следования строчных, равная 15625 Гц. Практически вся энергия этих сигналов сосредоточена в диапазоне 0,05...300 кГц ($m = n < 18$).

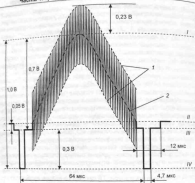


Рис. 2.3. Осциллограмма строки ТВ сигнала:

I – уровень белого; II – уровень черного; III – уровень гашения; IV – уровень синхронизмуса; 1 – сигнал цветности; 2 – сигнал яркости

2.1.5. Сигналы передачи дискретной информации

Сигналы телеграфирования и передачи данных (ТПД) 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-

редану 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_1 . Если спектр сигнала ограничивать фильтром нижних частот, близким к идеальному, то уверенный прием сигнала возможен при частоте среза фильтра, равной или более $0,5 \cdot F_1$, т.е. можно считать, что эти сигналы занимают полосу частот $0 \dots 0,5 \cdot F_1$. Однако в реальных условиях верхней частоту спектра сигнала ТП принимают равной F_1 или даже $1,2 \cdot F_1$. Это обусловлено тем, что при некоторых видах передачи информация заложена и в изменении длительности импульса (допускаются ограниченные крайние искажения принимаемых импульсов), а также мешающим воздействием помех.

При передаче сигналов ТП допустимая вероятность ошибки равна около 10^{-4} . Это позволяет принять значение необходимой помехозащищенности, определяемой как отношение амплитуды импульса к действующему значению флуктуационной помехи, равным $A_{\text{з.т.т.}} = 12,6$ 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 периодически дискретных значений. Возможность такого представления основана на известной теореме В.А. Котельникова, по которой функция, спектр которой сосредоточен в полосе частот до ω_c , полностью характеризуется своими мгновенными значениями, отсчитанными через интервалы времени $\Delta t = \pi/\omega_c$. Дискретизация нужна для временного разделения каналов, кроме того дискретизация позволяет применять синхронные микросхемы, работа которых проходит более четко.

Квантование – округление мгновенных значений сигнала до ближайших разрешенных значений. Это важнейшая операция АЦП, которая, собственно и превращает аналоговый сигнал в цифровой¹.

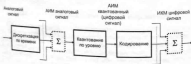


Рис. 3.1. Аналого-цифровое преобразование сигнала

¹ Аналоговый сигнал представляет собой бесконечное множество мгновенных значений, цифровой сигнал может принимать конечное множество (разрешенных) значений.

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 ω_c , 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 разрешения). Однако, уменьшая шаг 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 ζ_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.

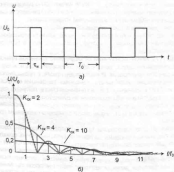


Рис. 3.2. Последовательность прямоугольных импульсов (а) и спектральный состав таких последовательностей с различными K_0 (б)

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

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

где

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

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

На рис. 3.2,б показаны частотные составляющие импульсных последовательностей со скважностями 10, 4 и 2. На практике применяется 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.

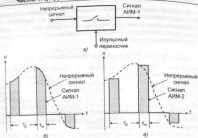


Рис. 3.3. Виды амплитудно-импульсной модуляции:
а – модулятор АММ-1; б – АММ-1; в – АММ-2

Для двуполярного сигнала имеем

$$u_0 = U_0 [m_i \cos(\Omega_i t + \theta_i)] \cdot \left(\frac{1}{K_{\text{ам}}} + \sum_{n=1}^{\infty} \gamma_n \cos 2\pi f_n t \right),$$

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

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

причем I – 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

$$u_0 = U_0 [1/m_i + m_i \cos(\Omega_i t + \theta_i)] \cdot \left(\frac{1}{K_{\text{ам}}} + \sum_{n=1}^{\infty} \gamma_n \cos 2\pi f_n t \right).$$

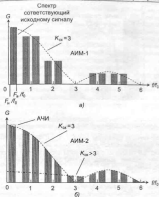


Рис. 3.4. Спектры сигналов при АИМ-1 (а) и АИМ-2 (б)

и каналный сигнал содержит также, кроме указанных частотных составляющих, все частотные составляющие модулируемой последовательности. Наличие в канальном сигнале исходного спектра позволяет восстанавливать на приеме исходный сигнал с помощью фильтра нижних частот с частотой среза F_c .

Данный анализ справедлив для АИМ-1. Для АИМ-2 результат несколько отличен. Это видно из рис. 3.4,б. По мере увеличения сложности импульсов переносчика, это отличие становится все менее заметным. Однако в некоторых видах оборудования ЦТС на приеме используются амплитудно-модулированные импульсы, с шириной, приближающейся к тактовому интервалу, т.е. с $K_{\text{ам}}$, стремящимся к единице. Этот случай иллюстрирует рис. 3.5. Очевидно, что при восстановлении исходного сигнала (при выделении спектра

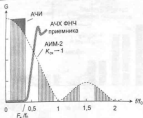


Рис. 3.5. Спектры АММ-1 и АММ-2 при K_0 , стремящемся к единице

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

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

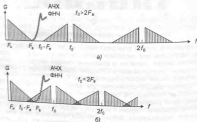


Рис. 3.6. Спектры АММ сигнала для случаев выполнения условия (а) и
нарушения условия теоремы Котельникова (б)

Из рис. 3.6,а следует, что при выполнении условия, на графике 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 Ω_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 $t_{\text{стр}}$ 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 $\tau_z = R_{\text{вх}}C$ 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 $\tau_r = R_{\text{вых}}C$, 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.

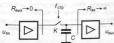


Рис. 3.7. Схема преобразователя АИМ-1 в АИМ-2

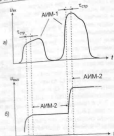


Рис. 3.8. Диаграммы работы преобразователя AIMM-1 и AIMM-2:
 а – импульсы AIMM-1 на входе; б – формирование выходного импульса AIMM-2

Заметим, что частота следования стробирующих импульсов должна совпадать с частотой следования импульсов AIMM-1. Отметим также, что на рис. 3.7 показана упрощенная схема, реальные же схемы преобразователей ориентированы 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 τ_1), а сопротивление размыкания – возможно большим (оно увеличивает постоянную времени τ_2).

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 верней F_v и нижней F_n частот менее 2, возможно использовать менее высокую, чем по Котельникову, частоту дискретизации¹. Можно показать, что

¹ Спектры, шириной менее октавы, характерны для групповых сигналов телекоммуникационных систем с частотным разделением каналов (ТКС ЧРК).

$$f_{\text{из}} \leq f_{\text{из}} \leq f_{\text{из}}, \quad (3.1)$$

где $f_{\text{из}} = 2F_{\text{в}}$ – минимальная частота дискретизации по Котельниксу, $f_{\text{из}} = 2(F_{\text{в}} - F_{\text{с}})$ – минимальная частота дискретизации для случая, если исходный спектр перемещен так, что его нижняя частота равна нулю ($F_{\text{с}} = 0$).

$$f_{\text{из}} = \frac{2(F_{\text{в}} + F_{\text{с}})}{2n + 1},$$

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

$$\Delta f_{\text{р}} = \frac{f_{\text{из}}}{2} - f_{\text{из}}.$$

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 (типовая вторичная группа каналов тональной частоты ТКС ЧРК). В соответствии с неравенством (3.1) определим: $f_{\text{из}} = 2(552 - 312) = 480$ кГц, $f_{\text{из}} = 552 \cdot 2 = 1104$ кГц, $f_{\text{из}} = 2(552 + 312)/(2 \cdot 1 + 1) = 576$ кГц (при $n > 1$ неравенство не выполняется), $\Delta f_{\text{р}} = 576/2 - (552 - 312) = 48$ 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.

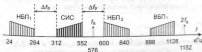


Рис. 3.9. Спектр дискретизированного группового сигнала: СИС – спектр, соответствующий исходному сигналу; НБП₁ – нижняя боковая полоса частот при $f_{\text{из}}$; ВБП₁ – верхняя боковая полоса частот при $f_{\text{из}}$; НБП₂ – нижняя боковая полоса частот при $2f_{\text{из}}$



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 Δt моментов восстановления мгновенных значений. Таким образом, восстановленный сигнал может рассматриваться как сумма исходного сигнала и ошибки, которая и определит 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 оконечных станций и регенераторов соответственно равны α_a и β_a , а эффективное значение сигнала равно $u_{\text{эфф}}$, то мощность помех дискретизации будет равна

$$P_{\text{дз}} = \frac{1}{4} (2\pi f_a)^2 u_{\text{эфф}}^2 (\alpha_a^2 + \beta_a^2).$$

Для относительных величин отклонений $\alpha_a = \alpha_a t_a$ и $\beta_a = \beta_a t_a$ выражение для мощности помех дискретизации примет вид

$$P_{\text{дз}} = \pi^2 u_{\text{эфф}}^2 (\alpha_a^2 + \beta_a^2).$$

Защисненность от помех дискретизации может быть подсчитана по формуле

$$A_{\text{изл}} = 10 \lg \frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} = -10 \lg(\pi^2(a_n^2 + b_n^2)).$$

Величина защищенности от помех дискретизации $A_{\text{изл}}$ 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.

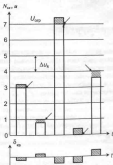


Рис. 3.11. Возникновение ошибок квантования

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 Δu . 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 δ_u (затемненные поля на рисунке), величина которых случайна, имеет равномерное распределение и не превышает значения $\Delta u / 2$. 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

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

В этой формуле $W_u(u)$ – 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 $F_n = f_0/2$. В общем случае, когда полоса пропускания канала равна $\Delta F < f_0/2$, мощность помехи квантования снижается в $2\Delta F/f_0$ 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 $N_{\text{кв}}$

$$\Delta u_k = 2 U_{огр} / N_{\text{кв}}$$

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

$$P_{\text{кв}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{U_{\text{сгр}}^2}{2^{2m}} \cdot \frac{\Delta F}{f_{\text{д}}}. \quad (3.2)$$

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

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

$$\begin{aligned} A_{\text{защ}} &= 10 \lg \frac{P_{\text{сигн}}}{P_{\text{кв}} K_{\text{тсиф}}^2} = 10 \lg \frac{P_{\text{сигн}} 10^{-3,10}}{P_{\text{кв}} K_{\text{тсиф}}^2} = \\ &= P_{\text{сигн}} - P_{\text{кв}} - 20 \lg K_{\text{тсиф}} = \\ &= 10 \lg \frac{U_{\text{сгр}}^2 10^{-3,10}}{\frac{2}{3} \cdot \frac{U_{\text{сгр}}^2}{2^{2m}} \cdot \frac{\Delta F}{f_{\text{д}}} K_{\text{тсиф}}^2} = 6m - Q_c + 6,4 = 6m - 31,6 \text{ дБ}, \end{aligned} \quad (3.3)$$

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

Экспериментально установлено, что достаточно высокое качество передачи обеспечивается при $A_{\text{защ}} \geq 22$ дБ. Учитывая эксплуатационный запас ΔA , 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:

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

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 $A_{\text{защ}} = 22 + 4,5 + 11,5 = 38$ дБ.

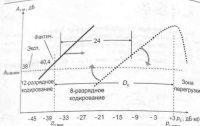


Рис. 3.12. Защищенность от шумов квантования при равномерном квантовании

$$A_{\text{ш}} = 10 \lg \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} = D_c - P_{\text{ш}}$$

Помехозащищенность пропорционально растет с ростом уровня сигнала до тех пор, пока не будет достигнут $P_{c \text{ макс}}$, соответствующий напряжению ограничения. Дальнейший рост сигнала приведет к появлению ошибки из-за ограничения сигнала по амплитуде и помехозащищенность начнет снижаться за счет помех ограничения (перегрузки), как это показано на рис. 3.12 для характеристики с 8-разрядным кодированием. Начало спада характеристики защищенности из-за помех ограничения зависит от параметров сигнала и прежде всего от его пикфактора. Чем выше пикфактор сигнала, тем раньше, по мере его роста, в отдельные моменты будет происходить ограничение его амплитуды и, следовательно, раньше начнется спад характеристики помехозащищенности.

3.2.2. Неравномерное квантование

Анализ характеристики защищенности от шумов квантования (рис. 3.12) показывает, что при заданной помехозащищенности число разрядов кодирования можно было бы уменьшать, если уменьшить наклон характеристики $A_{\text{ш}}$. Это достигается в результате применения

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 (сжатия) динамического диапазона сигнала. Во избежание нелинейных искажений на приеме должна осуществляться обратная операция – экстендирование (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 квазипологарифмические A - и μ -характеристики. Квазипологарифмическая 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 μ -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 A87,6/13 (положительная ветвь), применяемая в АЦП ЦТС европейской синхронной 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).

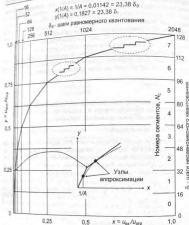


Рис. 3.13. Амплитудная характеристика неравномерно квантующего устройства

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 Δ_0 , 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). Коэффициент

шагов внутри любого сегмента одинаковы и соответствует натуральному несимметричному коду (0-й шаг имеет код 0000, 1-й – 0001, ..., 15-й – 1111). В соответствии с этой характеристикой 8-й разряд кодового слова мгновенного значения сигнала имеет структуру PXYZABCD. В этой структуре P – старший разряд указывает полярность сигнала (-1 – положительная, -0 – отрицательная), XYZ – код номера сегмента N_s , а ABCD – код номера шага внутри сегмента N_w .

Таблица 3.1

Параметры амплитудной характеристики квантующего устройства АБ7,6/3

Номер сегмента	Код номера сегмента	Размер шага квантования	Нижняя граница сегмента	Верхняя граница сегмента
0	000	Δ_0	0 Δ_0	16 Δ_0
1	001	Δ_0	16 Δ_0	32 Δ_0
2	010	2 Δ_0	32 Δ_0	64 Δ_0
3	011	4 Δ_0	64 Δ_0	128 Δ_0
4	100	8 Δ_0	128 Δ_0	256 Δ_0
5	101	16 Δ_0	256 Δ_0	512 Δ_0
6	110	32 Δ_0	512 Δ_0	1024 Δ_0
7	111	64 Δ_0	1024 Δ_0	2048 Δ_0

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

$$A_{\text{кв}} = 10 \lg \frac{(U_{огр} x_i)^2}{\frac{\delta_0^2}{12} \frac{2\Delta F}{f_s} K_{\text{коэф}}^2} \approx 20 \lg x_i + 80,62.$$

Для сегментов $2 - 7$

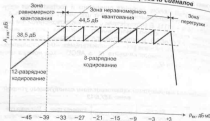


Рис. 3.14. Защищенность от шумов квантования для характеристики А87,6/13

$$A_{\text{кв}} = 10 \lg \frac{(U_{\text{ср}} x_i)^2}{\frac{(\beta_1 2^{i-1})^2}{12} \cdot \frac{2 \Delta F}{f_d} K_{\text{коэф}}^2} = 20 \lg(x_i 2^{i-1}) + 80,62.$$

На рис. 3.14 представлен график зависимости $A_{\text{кв}}$ 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 ($22 + 11,4 + 4,5 \pm 38$ дБ) при динамическом диапазоне сигнала ≥ 40 дБ (на рисунке от -39 до +3 дБм0, 42 дБ).

На рисунке пунктиром отмечены характеристики зашумленности 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_k , записанным в двоичной системе исчисления с помощью полинома

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

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.

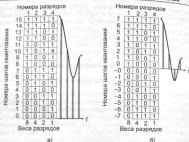


Рис. 3.15. Разновидности двоичного кода:
а – натурального, б – натурального симметричного

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 телекоммуны, 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.

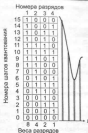


Рис. 3.16. Рефлексный код

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

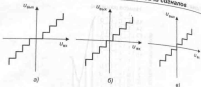


Рис. 3.17. Начальные участки амплитудных характеристик квантования

достигающие середины шага кодируются значением данного шага, а превысившие середину шага – последующим (по абсолютной величине). Например, для того же рис. 3.15,б всем упомянутым 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 наводится на верхней границе шага квантования.

Особенность первого варианта состоит в том, что сигнал или шум с амплитудой, меньшей шага квантования Δ , не передается, т.е. происходит ограничение сигнала по минимуму. Для третьего варианта (рис. 3.17,а) 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 достигнуть величины шага квантования (пределы изменения ошибки от 0 до Δ), 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 кодеры 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 кодирование – декодирование будет соответствовать третьему варианту (рис. 3.17,а), но с подавлением шумов молчания как в первом варианте (рис. 3.17,б).

3.3.2. Кодер с линейной характеристикой квантования

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

Вначале рассмотрим действие n -и разрядного кодера для биполярных сигналов с линейным квантованием и цифровым сигналом в натуральном симметричном коде. Как уже отмечалось, кодер 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 $2R, R, R/2, \dots, R/54$. Каждый резистор может быть включен в последовательную цепь: источник эталонного напряжения $+U_{\text{э}}$ или $-U_{\text{э}}$, 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 $U_{\text{э}}$. Следовательно, ток в нагрузке равен сумме токов, протекающих через те резисторы, которые в данный момент подключены в цепь узлом управляющей логики УЛ.

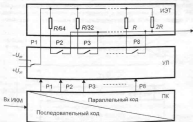


Рис. 3.18. Структурная схема декодера кодера с линейным квантованием

Заметим, что подключенными оказываются только те резисторы, которые соответствуют «единичное» состояние разряда. При этом, если ток, определяемый n -м разрядом, считать за b_n , то ток, определяемый 2 -м разрядом, будет равен $2b_2$ и так далее и, наконец, 7 -м разрядом – $64b_7$.

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

В схеме КЗТ имеются также некоммутируемый резистор $2R$, который, добавляя к току нагрузки величину $b_0/2$, снижает абсолютное значение ошибки кодирования вдвое. Действительно, при кодировании/декодировании мгновенного значения меньше одного шага на выходе декодера получался бы ноль и, следовательно, ошибка могла бы в пределах от 0 до $-b_0$. При прибавлении же к полученной величине значения $b_0/2$, ошибка оказывается в пределах от $-b_0/2$ до $+b_0/2$. Таким образом, если на вход декодера поступает комбинация 11011001 , то на его выходе получаем импульс с амплитудой $+64b_7 + 16b_6 + 8b_5 + 1b_0 + 0,5b_0 = +89,5b_0$, а при поступлении комбинации $00111110 - 32b_6 - 16b_5 - 8b_4 - 4b_3 - 2b_2 - 0,5b_0 = -62,5b_0$.

Рассмотрим теперь принцип действия кодера возмещающего типа. Функциональная схема которого приведена на рис. 3.19.

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

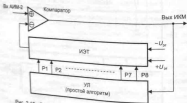


Рис. 3.19. Структурная схема кодера с линейным хвостовиком

эталонного значения, причем, если эталонное значение меньше выровненного, оно сохраняется, а если больше, то отключается. Сравнение осуществляет компаратор; на его выходе появляется «1», если напряжение на входе В больше, чем на входе В, и «0» – если наоборот. Набор ИЗТ в 8-и разрядном коде содержит эталоны $\delta_7, 2\delta_7, 4\delta_7, \dots, 64\delta_7$.

Разберем процесс кодирования на конкретном примере. Пусть величина кодируемого отсчета равна $+53,4\delta_7$. В первом такте все эталоны отключены и на вход В компаратора поступает 0, следовательно, на его выходе (и выходе кодера) сформируется «1». Одновременно УР подключит к ИЗТ положительный источник эталонного напряжения $+U_{\text{энт}}$.

Во втором такте отсчет будет сравниваться с наименьшим эталоном $64\delta_7$. В соответствии с логикой компаратора на его выходе сформируется «0», а эталон $64\delta_7$ отключится.

В третьем такте отсчет будет сравниваться со следующим эталоном $32\delta_7$. На выходе компаратора сформируется «1» и данный эталон останется подключенным.

На четвертом такте сравнение отсчета происходит с суммой эталонов $32\delta_7$ и следующего $16\delta_7$. На выходе компаратора – «1», а эталон $16\delta_7$ сохраняется.

На пятом такте отсчет сравнивается уже с суммой трех эталонов $32\delta_7 + 16\delta_7 + 8\delta_7 = 56\delta_7$. Поскольку $56\delta_7 > 53,4\delta_7$, на выходе сформируется «0», а эталон $8\delta_7$ 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 $\delta_7/2$ по данной комбинации будет восстановлен отсчет, равный $+(32+16+4+1)\delta_7=53\delta_7$, а с учетом поправки – $+53,5\delta_7$.

Из вышесказанного следует, что, во-первых, важнейшая операция аналого-цифрового преобразования сигнала – квантование теоретически 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 компрессировании^{*} сигнала по его огибающей, но в этом случае сопряжение амплитудных характеристик компрессора и экспандера оказывается довольно сложной задачей. Ошибки сопряжения характеристик также приводит 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-

^{*} компрессирование – компрессирование и экспандирование.

вместе с сохраненными разрядами передается информация о том, какие разряды удалены (команды восстановления). На приеме кодовые комбинации дополняются до 12-разрядных нулевыми сигналами 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 кода 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), $16\delta_0$, $32\delta_0$, $64\delta_0$, ..., $1024\delta_0$;
- половине величины шага данного сегмента $\delta_i/2$;
- а также величинам δ_i , $2\delta_i$, $4\delta_i$ и $8\delta_i$.

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 $\delta_i/2$. 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 Δ_1 и также эталоны $2\Delta_1$, $4\Delta_1$ и $8\Delta_1$. 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, составит комбинацию 110 (6-й сегмент).

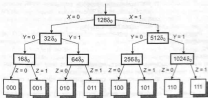


Рис. 3.23. Алгоритм формирования кода сегмента

Из табл. 3.1 видно, что начало сегмента имеет значение $512\Delta_0$ ($\Delta_0 = 32\Delta_0$), 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 половинны 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 входного 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 пlesioхронной цифровой иерархии таким потоком является поток, имеющий скорость передачи 2048 кбит/с . Обычно в этом потоке объединяются 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 ИММ-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) приемопередающего ПП и через дифференциальную систему ДС, разделяющую тракты приема и передачи, на вход передающей части ПП (точка б).

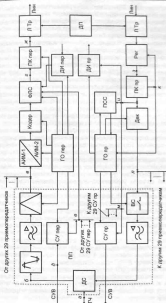


Рис. 3.54. Функциональная схема основной станции привода ЦТС

Передаточная часть ПП состоит из ограничителя амплитуд, защищающего дальнюю часть оборудования от импульсных помех, активного фильтра нижних частот и амплитудно-импульсного модулятора. Фильтр нижних частот ограничивает полосу сигнала частотой 3,4 ГГц, что обеспечивает безыскаженное восстановление АИМ-сигнала на приеме. Амплитудно-импульсный модулятор (электронный блок) дискретизирует поступающий сигнал с частотой 8 ГГц. Его работой управляет соответствующая номеру канала последовательность канальных импульсов, поступающая от генераторного оборудования передачи (ГО пер). АИМ-сигналы с выходов всех передатки 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).

Кодовые сигналы СУВ данного канала поступают от АТС на передаточную 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 вводится в линейный сигнал. С выхода ФЛС линейный сигнал (точка г) поступает на преобразователь кода передачи (ПК пер). Преобразователь кода предназначен для преобразования натурального несимметричного кода в линейный, принятый в данной ЦТС (в кодах в линейных трактах см. § 6.4). Далее сигнал через линейный трансформатор Л Тр, позволяющий ввести в линию ток дистанционного питания (ДП) поступает в кабель. Точка на выходе ПП пер (ж) является точкой начала первичного цифрового тракта (относится к стандартному интерфейсу сетевого узла, т.е. в ней нормируются физические, электрические и логические параметры соединения).

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. § 5.2). 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 оконечания 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

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 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 (К0) по тридцать первый (К31).

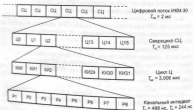


Рис. 3.25. Структура первичного цифрового потока (2,048 Мбит/с):
 $T_{\text{сц}}$, $T_{\text{с}}$, $T_{\text{к}}$, $T_{\text{н}}$ – длительности сверхцикла, цикла, канального интервала, разрядного интервала, нитупуля соответственно

Глава 3. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование

Каждый каналный интервал занимает восьмиразрядное кодовое слово (разряды с P1 по P8). Частота следования разрядных интервалов n , следовательно, битов информации в переносном 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-T G.704 существует четыре варианта структуры цикла переносного цифрового потока, которые имеют обозначения PCM30, PCM31, PCM30C и PCM31C.

Вариант PCM30 является вариантом с канално-связанной (внутриканальной) сигнализацией. Именно такой вариант цикла ис-

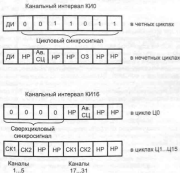


Рис. 3.26. Структура канальных интервалов КИ0 и КИ16 в цикле МСМ-30

Ав. ЦС – потеря целкового синхросигнала; Ав. СЦС – потеря сверточного синхросигнала; ДИ – канал передачи дискретной информации; СК – сигнальный канал; ОЗ – сигнал контроля остаточного заполнения; НР – биты, зарезервированные для нужд национальных сетей

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 КИ0 в четных циклах передается цикловой сверхсигнал (ЦС). Шесть позиций ЦС в нечетных циклах свободны (обычно на свободных позициях передаются «1»), на одной передается кошение на дальний конец с потерей ЦС. Позиция 03 – передача результата проверки остаточного затухания, используемая в ЦП при проверке выпуска. В канальном интервале КИ16 в циклах ЦС1 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 КИ0 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-

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

Сверх-цикл	Под-сверх-цикл	Цикл	Канальный интервал КИ0							
			Номера битов							
			1	2	3	4	5	6	7	8
	№1	0	C1	0	0	1	1	0	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 вычисления 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-

тор 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. Циклы 8, 10, 12 и 14-го, извещение об ошибках передается в биты E2, E3, E4 и E5. Выводы только о канальных интервалах...

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

Figure 1

[illegible]

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

1.4.1. 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.

Генераторное оборудование периодической и принятой частот аппаратуры независимо и имеет структурную схему, показанную на рис. 3.27. Задющий генератор ЗГ формирует тактовые импульсы с частотой следования $f = 2048$ 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).

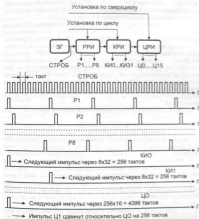


Рис. 3.27. Структурная схема ГО

Разрядный распределитель импульсов РРИ из тактовой последовательности формирует $m = 8$ разрядных последовательностей $P1...P8$ с частотами $f_i = f_{\text{тр}}/m = 2048/8 = 256$ 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 $K10,...,K131$, с частотами $f_i = f_{\text{тр}}/N = 2048/32 = 64$ кГц, которые управляют канальными устройствами. Целевой распределитель ЦРИ формирует последовательности с частотами $816 = 0,5$ кГц, которые управляют согласующими устройствами СВВ, а также используются для формирования целевого и сверхциклового синхросигналов.

В современной аппаратуре часть функций распределителей импульсных последовательностей передается в исполнительные функциональные узлы. Так, например, увеличив число управляющих входов в стокан 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.

Заданный 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, восьми разрядных последовательностей из восьми восьмиковых. 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 ($T1...T4$), образующих

регистр сдвига. Логическая обратная связь образована словами «И» и «НЕ5». Работа его происходит следующим образом⁶.

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. T1 запускается (на выходе «1», на инверсном выходе «0»). На выходе «HE1» появляется «1» (первый импульс первой последовательности). На первом входе «И» – «0», в точке «а» – «0», в точке «б» – «1».

2-й шаг. T1 сбрасывается, T2 запускается. На выходе «HE2» появляется «1» (первый импульс второй последовательности). На втором входе «И» – «0», в точке «а» – «0», в точке «б» – «1».

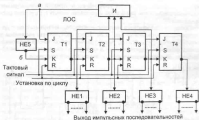


Рис. 3.28. Распределитель импульсных последовательностей с логической обратной связью

3-й шаг. T2 сбрасывается, T3 запускается. На выходе «HE3» по-

⁶ 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: установка триггера в исходное состояние. При подаче «1» на J-вход и K-вход триггер работает в с-битном режиме и меняет свое состояние на обратное. При наличии синхросигнала S все изменения состояний триггера возможны только при наличии на этом входе «1».

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

4-й шаг. Т3 обрывается, Т4 запускается. На выходе «НЕ4» появляется «1» (первый импульс четвертой последовательности). На всех входах «И» — «1», в точке «в» — «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 на четыре и генерация четырех импульсных последовательностей с частотами $f/4$, сдвинутых друг относительно друга на $1/4$.

Очевидно, что для получения разрядных последовательностей в нашем случае необходим РИ, выполненный на 8 триггерах. По сути стоит, 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 режим счёта. Дешифратор представляет собой набор многоходовых схем «И», подключенных в определенном порядке к параллельным входам выходов (прямых и инверсных) триггеров.

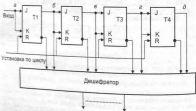


Рис. 3.29. Распределитель импульсных последовательностей с дешифратором

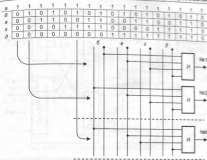


Рис. 3.30. Фрагмент схемы дешифратора

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 $\frac{1}{16} A$, 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 параллельного мультиплексирования

кроссконнекторы основных цифровых каналов (КК ОЦК) и первичные мультиплексоры (ПМ), которые называют также «гибрид-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 (ПП), блок

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 (точка 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

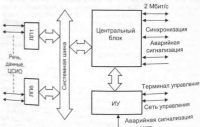


Рис. 3.33. Структурная схема первичного мультиплексора

(«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 скоростью 64-п кбит/с, интерфейсы базового и основного доступа узкополосных цифровых сетей интегрального обслуживания (УЦСИО) 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 мультимплексора помимо стандартных интерфейсов 2 Мбит/с обладает практически тем же набором интерфейсов, что и центральный блок кросс-коннектора. Управление мультимплексором осуществляется через блок поддержки интерфейсов управления КУ, который через шину управления соединен с центральным блоком.

Для передачи первичных цифровых потоков кросс-коннекторы и мультимплексоры 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 мультимплексора.

Универсальная система первичного мультимплексирования управляется посредством сети управления, которая может иметь выход на сеть управления телекоммуникациями TMN (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 каждое соединение концентраторов, всю сеть управления можно реализовать в виде многоуровневой иерархической структуры с «вертикальной» передачей управляющего трафика.

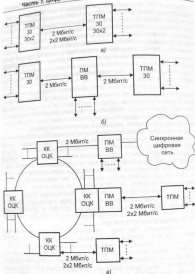


Рис. 3.34. Примеры применения универсальной системы последовательного мультиплексирования:
 а – соединение терминальных последовательных мультиплексоров, б – соединение с мультиплексором ввода/вывода, в – кольцевое соединение с кросс-контактами

Глава 3. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование

Центральный блок образует интерфейс между линейными планами и портами первичных цифровых потоков 2 Mbit/s. 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 (ТТМ). Так как мультиплексоры имеют обычно два интерфейса первичных цифровых трактов, возможна передача одного первичного потока со 100% «горизонт» резервом или передача двух потоков 2 Mbit/s.

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 многоступенчатого соединения.

На рис. 3.34,в приведен пример организации разветвленной сетевой структуры с использованием первичных мультиплексоров и фросс-коннекторов. Такие сети могут играть роль сетей доступа для телекоммуникационных сетей синхронной цифровой иерархии (см. 4.2).

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 типа 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 периодического проскальзывания¹.

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 стробящего сигнала на решающее устройство регенератора (см. § 5.2) 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 прием, обеспечивающего доступ к компонентам цикла (см. § 5.3).

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

¹ 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 внутрисетевой 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.

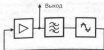


Рис. 4.1. Функциональная схема задающего генератора

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

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

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

Предположим, что условие баланса фаз выполняется на частоте ω_0 , на которой тогда и происходит генерация.

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

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

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

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

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

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

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 неустойчивость 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 характеристикой, 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, а показаны частотные характеристики модуля полного сопротивления КР и фазового сдвига. Полное сопротивление КР характеризуется частотами ω_{01} и ω_{02} – 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 $C_{\text{сд}}$ – подстроечный конденсатор, сдвигающий частоту последовательного резонанса ω_{01} вправо. Частота собственных колебаний, равная ω_0 , находится между частотами ω_{01} и ω_{02} (так как в точках подключения КР сопротивление $Z_{\text{кп}}$ обычно имеет емкостную составляющую, которую индуктивной сопротивлением КР должно компенсировать).

Значения резонансных частот могут быть найдены по приближенным формулам:

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

$$\omega_{02} \approx 1/\sqrt{L_1 C_1 C_0 R(C_1 + C_0)};$$

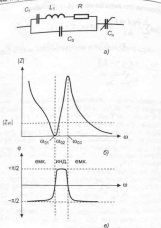


Рис. 4.2. Кварцевый резонатор:

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

$$\omega_{02}/\omega_{01} \approx \sqrt{1 + C_1/C_0}.$$

Последнее соотношение близко к единице ($< 1,003$), поэтому относительные пределы регулирования частоты конденсатором C_0 невелики (обычно менее 0,2%).

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

менная относительная нестабильность порядка 10^{-8} этих генераторов вполне достаточна. В устройствах синхронной цифровой иерархии такие генераторы используются в синхронных мультиплексорах 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 псевдосинхронной цифровой иерархии – в качестве задающих генераторов приемного оборудования, в системах синхронной иерархии – в качестве местных генераторов мультиплексоров (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 сравнения частот сигнала, генерируемого ГУН, и сигнала от внешнего источника синхронизации, поступающего через коммутирующее уст-

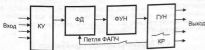


Рис. 4.3. Структурная схема генератора с принудительной синхронизацией

Часть 1. Цифровые способы передачи сигнала

роисхожу КУ. Результат сравнения передается на ФУН, где вырабатывается напряжение, порождающее 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 ГУН, содержащая кварцевый резонатор, но и цепи обратной связи ГУН, содержащие колебания отсутствуют, его роль в этом режиме в ГУН собственные колебания отсутствуют, его роль сводится к формированию тактовых импульсов из внешнего сигнала. Этот режим используется в устройствах фазосинхронной цифровой передачи, работающих в сети с цифровой коммутацией. В режиме внешнего запуска коммутационные устройства и цифровые телекоммуникационные системы всех станций, как ближнего, так и дальнего конца управляются центральным высокостабильным сетевым генератором.

Коммутационные устройства КУ позволяют 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 удерживать 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 не 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 синхронизирующего сигнала

Самым распространенным способом передачи синхронизирующего (синхронизационного) 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). Выход 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 сигнала ОАН, полосового фильтра ПФ и ограничителя амплитуд сигнала 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, квадрантный код должен быть преобразован так, чтобы все импульсы имели одну и ту же полярность, а дежурном коде с импульсами, затянутыми на тактовый интервал, должна быть осуществлена замена данных импульсов на бимпульсы и так далее. На рис. 4.5,а показаны прямоугольные импульсы квадрантного

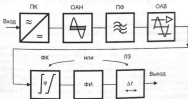


Рис. 4.4. Структурная схема ВТЧ

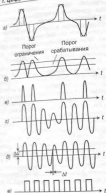


Рис. 4.5. Форма сигнала в различных точках БТЧ

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

Ограничитель амплитуд омы ОАН, куда далее поступает сигнал, предназначен для увеличения связности принимаемых импульсов. Это иллюстрируется рис. 4.5,в. Увеличение коэффициента связности принимаемых импульсов приводит к увеличению в сигнале спектральной составляющей тактовой частоты. На рис. 4.6 показаны спектры 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 БТЧ 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,а приведена кривая на его выходе. Далее сигнал поступает на ограничитель амплитуд сверху ОАВ, стабилизирующий амплитуду сигнала (см. рис. 4.5,б). Обычно ОАВ выполняется в виде резонансного усилителя, работающего в режиме отсечки сигнала сверху. Формирователь импульсов ФИ формирует импульсную последовательность (рис. 4.5,в), которая и используется для синхронизации генераторного оборудования приемной станции. Следует отметить, что ФИ характеризуется конечным порогом срабатывания Δm , из-за чего формируемые импульсы оказываются смещенными во времени на случайные величины Δt . 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. Следовательно, что эти временные или, иначе, фазовые отклонения пропорциональны величине Δm 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 Δf_{20} – половина полосы пропускания фильтра на уровне –20 дБ. Например, в системе ИММ-480 тактовая частота равна 34368 кГц, а полоса пропускания ПФ ВТЧ на уровне –20 дБ составляет 17 кГц, что соответствует $N_{cp} = 4000$. Такие большие пакеты нулей в сигналах 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 выделенного 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-

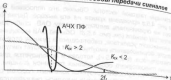


Рис. 4.6. Ошибочные спектры сигнала до ($K_\phi > 2$) и после ($K_\phi < 2$) ОАПЧ

ляющую, т.е. оказывается модулированным по фазе. Это смещение практически всегда имеет место из-за изменения (в пределах допуска) частоты задающего генератора оборудования передатчика. Поэтому полосу пропускания ПФ обычно выбирают относительно широкой; так, в системе ИКМ-480 допустимая абсолютная нестабильность тактовой частоты равна ± 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 (рис.

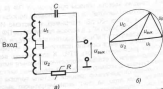


Рис. 4.7. Фазовый корректор (а) и его векторная диаграмма (б)

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 реактора R выходное напряжение корректора меняется только по фазе, при неизменной величине его модуля.

4.1.5. Параметры синхронизирующих 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 сначала параметры генераторов: точность и стабильность частоты генерируемого сигнала, и коэффициент вариации Аллана.

Точностью частоты генерируемого сигнала называется относительное отклонение частоты генерируемого сигнала f_g от номинального значения f_n . Таким образом, точность равна $(f_g - f_n) / f_n = \Delta f / f_n$.

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

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

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

где N – количество измеренных величин отклонения частоты.

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

- максимальная ошибка временного интервала (МОВИ, MTE);
- дрейф 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 $OB(t)$ (см. рис. 4.8) – разности времени, измеренного с помощью реального генератора $T_{\text{ре}}(t)$ и идеального генератора $T_{\text{ид}}(t)$, т.е.

$$OB(t) = T_{\text{ре}}(t) - T_{\text{ид}}(t).$$

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

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

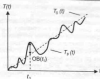


Рис. 4.8. Определение временной ошибки OB

и максимальная ошибка временного интервала $MOBI(t)$, соответствующая максимальной разности между значениями временной ошибки в пределах интервала t :

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

Эти параметры поясняются рис. 4.9. OB и $MOBI$ измеряются обычно в наносекундах (нс). Таким образом, $MOBI(t)$ характеризует возможные люфты ошибки временных интервалов и позволяет определить объем буферных устройств в сетевых элементах.

Статистические ошибки временных интервалов оцениваются с помощью временной дисперсии $TDEV$, которая является оценкой среднеквадратичной ошибки временного интервала и измеряется также в нс:

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

Где черта сверху обозначает усреднение. Очевидно, что параметр



Рис. 4.9. Определение OB и $MOBI$

ТМЯ – временная вариация – представляет собой дисперсию ошибок временных интервалов.

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

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

Как уже отмечалось выше (подпараграф 4.1.2), требования к задающим генераторам систем плеснорезонной 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-

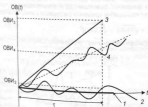


Рис. 4.10. Характеристики $ОВ$ для различных синхросигналов: 1 – идеального; 2 – точного, но нестабильного; 3 – стабильного, но неточного; 4 – неточного и нестабильного

ных сигналов, также как и в системах племехронной 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 вырабатывание 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-



Рис. 4.11. Поиск синхросигнала

хросигнале) с комбинацией, присущей данному синхросигналу. Если эти символы не образуют комбинацию синхросигнала, производится смещение анализатора на один символ (сдвиг анализатора 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 послыки 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.

Полупно заметим, что в зоне скользящего поиска различает зону перекрытия – в которой анализатор захватывает хотя бы один символ истинной синхрогруппы, и зону случайного сигнала – содержащую все позиции, на которых формирование кадровых 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 приема циклового синхросигнала

Синхронизм. В данный момент времени приходит истинная синхрогруппа. На выходе опознавателя (точка *а*) формируется «1». В этот же момент времени приемное генераторное оборудование ГОпр также генерирует синхрогруппу, что отмечается появлением «1» в точке *б*. На выходах анализатора формируется «0» в точке *с* и «1» в точке *д*. Поскольку такое состояние удерживается в течение нескольких посылок синхросигнала, накопитель по входу в синхронизм (с коэффициентом накопления L_1) заполнен, а накопитель по выходу из синхронизма (с коэффициентом накопления L_2) – разряжен. В точках *в* и *г* устанавливаются «0».

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

Кратковременный сброс. Кратковременный сброс характеризуется искажением принимаемого синхросигнала (ошибками в символах синхрогруппы). В этом случае опознаватель не обнаруживает синхросигнала и в точке *а* 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 частоты показанных подряд синхросигналов невелико и не превышает емкости накопителя τ_1 . Пришедший очередной несогласованный 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 τ_1 раз. Накопитель по выходу из синхронизма переполняется, на его выходе (точка e) формируется «1», которая поступает на один из входов схемы И₁ 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 f) формируется «1», которая поступает на второй вход схемы И₂. На выходе И₂ (точка g) также формируется «1», которая поступает на ГСпр 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 e и f сформируются «1» и накопитель по входу в синхронизм начнет заполняться. Через τ_2 повторений этого процесса (τ_2 – число ячеек в накопителе по входу в синхронизм) накопитель по входу в синхронизм 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 связывающего поиска, а проверяет поочередно во всех циклах позиции сверхциклового синхросигнала (например, наличие символов «0» на позициях P1 – P4 КИ16 перемычной 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 $\bar{T}_{вос}$. 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 n , а периодом повторения опыта – период посыла синхросигнала. Вероятность приема искаженной синхрогруппы будет равна $p_{ис} = 1 - (1 - p_{сим})^b$, где $p_{сим}$ – 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, $n = 4$ 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

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

Таблица 4.1

$\bar{T}_{\text{вх}}$ в зависимости от $R_{\text{симв}}$ и L_1 при $b = 7$ и $T = 250$ мс					
L_1	$R_{\text{симв}}$				
	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	68 лет				

Таблица 4.2

$\bar{T}_{\text{вх}}$ в зависимости от b при $R_{\text{симв}} = 10^{-5}$, $L_1 = 4$ и $T = 250$ мс						
b	1	2	3	4	5	6
$\bar{T}_{\text{вх}}$	~8 лет	180 сут	36 сут	11,4 сут	4,7 сут	54 ч

Определим среднее время восстановления синхронизма $\bar{T}_{\text{вх}}$. Оно определяется следующими процессами. Во-первых, в течение $\bar{T}_{\text{вх}}$ происходит заполнение накопителя по выходу из синхронизма (каждая синхрогруппа приходит более чем L_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 $\bar{T}_{\text{поис}}$. В третьих, во избежание полного входа в синхронизм, проверка на истинность повторяется L_2 раз – происходит заполнение накопителя по входу в синхронизм $\bar{T}_{\text{вх}}$. И, наконец, осуществляется входение в синх-

целовой синхронизм (если существует структура синхронизма). Среднее время этого процесса равно среднему времени поиска сверхциклового синхросигнала $T_{\text{сис}}$. Таким образом

$$T_{\text{сис}} = T_{\text{с1}} + T_{\text{сис}} + T_{\text{с2}} + T_{\text{сис}}. \quad (4.5)$$

Рассчитаем эти составляющие.

Воспользовавшись формулой (4.4), определим $T_{\text{с1}}$, полагая величину пакета событий равной емкости накопителя q , вероятность события равной вероятности появления «1» на входе накопителя по выходу из синхронизма (точка с рис. 4.12), и считая, что появления «1» и «0» в потоке равновероятны $p(1) = 1 - (1/2)^2$. Результаты расчета приведены в табл. 4.3.

Таблица 4.3

Зависимость $T_{\text{с1}}$ (мс) от b и q при $T = 250$ мс					
q	b				
	1	2	3	5	7
1	0,5	0,333	0,286	0,258	0,252
2	1,5	0,778	0,812	0,525	0,505
3	3,5	1,37	0,965	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 $T_{\text{с1}}$ убывает, но относительно медленно (снижение $T_{\text{сис}}$ происходит гораздо быстрее).

Воспользовавшись формулой (4.4), несложно показать, что $T_{\text{с2}} = \lambda_2 T$ (в системе ИКМ-30 $\lambda_2 = 1$). Действительно, здесь вероятность события – прием истинной синхрогруппы (появление единицы в точке a) $p = p(1) = (1 - p_{\text{сис}})^2 = 1$. Поэтому

$$T_{\text{с2}} = \frac{1}{1-p} \left(\frac{1}{p^2} - 1 \right) T = \frac{1}{p^2} \frac{1-p^2}{1-p} T = \frac{1-p^2}{1-p} T = \lambda_2 T$$

Среднее время восстановления сверхциклового синхронизма

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

Расчет среднего времени поиска циклового синхронизма $T_{\text{поис}}$ 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 $1/2$ (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 словес вида 111...1 и длиной b символов называют словами с b критическими точками, а слова, которые не могут перекрываться — 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.

вне 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 $T_{\text{пск}}$ надо оптимизировать структуру его кодового слова. Для этого можно воспользоваться формулами для определения полного среднего времени поиска синхросигнала с одной и b критическими точками, полученными на основе анализа вероятности появления этих групп в зоне случайного сигнала и в зоне перекрытия. Для синхросигнала с одной критической точкой это время составит

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

здесь a – число символов в потоке между соседними синхросигналами; b – число символов в синхросигнале; 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

Для синхросигнала с b критическими точками среднее время поиска составит

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

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 графиках выражено в количестве периодов передачи синхросигнала, т.е. $\bar{T}_{\text{ср}}/T$.

Для переданной ЦСП, где длительность цикла 125 мкс, синхросигнал передается через цикл ($T = 250$ мкс), а цикловой синхросигнал состоит из 7 символов ($b = 7$), число $a = 256/2 - 7 = 505$, 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

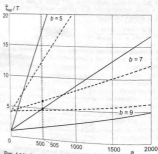


Рис. 4.14. Среднее время поиска циклового синхросигнала: — — — одна критическая точка; — — — b критических точек

структуры с 5 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

$$T_{\text{пер}} = 5 \cdot 250 \cdot 10^{-6} = 1,25 \text{ мс.}$$

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

При потере синхронизма племсинхронной 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 нижних ступеней будет снижаться за счет конечного времени удержания синхронизма в системах высших ступеней. Эти зависимости являются одним из неустраняемых недостатков племсинхронной 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 невосполнимыми. Это заставляет применять способы уменьшения времени вхождения в синхронизм, которых существует несколько.

1. Отказ от сверциклового синхронизма (уменьшает время восстановления на $\bar{T}_{\text{сис}}$). 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:

$$\Delta t_{\text{вх}} = \begin{cases} \bar{T}_{11} & \text{при } \bar{T}_{11} < \bar{T}_{\text{сис}} + \bar{T}_{12}; \\ \bar{T}_{\text{сис}} + \bar{T}_{12} & \text{при } \bar{T}_{11} > \bar{T}_{\text{сис}} + \bar{T}_{12}. \end{cases}$$

Такие приемники синхросигнала являются адаптированными к повышению вероятности искажения символов в линейном тракте. При длительном поиске синхросигнала, соответствующим 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 непродуктивном 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, адаптированных 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 плетисхронной 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 цикловой синхронизации 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 вышней ступени равнялась нулю. Иными словами, «иерархичность»

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 плазмосинхронной 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 свое 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 на 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 восьмизначными канальными сигналами ЦТС первой ступени иерархии (первичных ЦТС) или не совпадать с ними. В случае совпадения говорят о локальном мультиплексировании. Можно объединять потоки и по другим их структурам, например, по циклам передачи. В этом случае говорят о системном мультиплексировании.

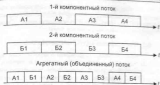


Рис. 5.1. Принцип объединения цифровых потоков

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 $3U$, выходы $3U$ объединены. Различие $3U$ 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 последовательное 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-сдвигным или синхронным с извест-



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_z равна тактовой частоте f_t , получаемой от выделителя тактовой частоты ВТЧ. Считывание же информации из запоминающего устройства осуществляется с частотой $f_{\text{сч}}$, превосходящей частоту записи, как это показано на рис. 5.3. Поскольку $f_{\text{сч}} > f_z$, то периодические 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 $T_{\text{сч}}$ к разности периодов записи T_z и считывания $T_{\text{сч}}$ целое число, то временные сдвиги будут следовать с постоянной частотой. Так на рис. 5.3 $T_z/T_{\text{сч}} = 4/3$ и $T_{\text{сч}}(T_z - T_{\text{сч}}) = 3$, 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).

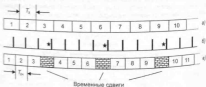


Рис. 5.3. Создание временных сдвигов:

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

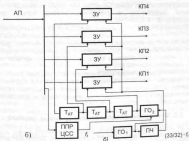
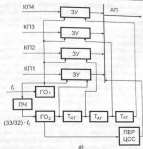


Рис. 5.4. Структура оборудования синхронного объединения потоков:
а – приемная часть, б – передающая часть

Импульсы записи подаются от генераторного оборудования ГО₁, синхронизированного тактовой частотой компонентных потоков $f_c = f$ (f одинакова для всех компонентных потоков, поскольку по определению они синхронны).

Считывание импульсов осуществляется с частотой $f_{\text{сч}} = (33/32)f$, а так как ЗУ имеет две ячейки памяти, временные сдвиги, равные двум импульсным позициям, следуют через 64 интервала. Импульсные последовательности считывания вырабатываются генераторным оборудованием ГО₂, синхронизированным частотой, получаемой от преобразователя частоты ПЧ, и равной $(33/32)f$. Считывание с различных ЗУ осуществляется со сдвигом $T_{\text{сч}} = T_{\text{сч}} \cdot 4$. 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 восьмизначные пакеты, используемые для передачи циклового синхросигнала и другой служебной информации. Цикловой синхросигнал формируется передатчиком циклового синхросигнала ПЕР ЦСС.

Очевидно, что тактовая частота агрегатного потока $f_a = 4 \cdot (33/32) \cdot f$ 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 ГО₂. Считывающие импульсы вырабатываются ГО₁, которое синхронизировано частотой f_c .

ГО₂ можно синхронизировать тактовой частотой агрегатного потока, деленной на 4, а ГО₁ частотой, равной $(32/33)f$. Однако, на практике, если вторичная ЦСП объединяет синхронные потоки, синхронизация генераторного оборудования всегда осуществляется частотой f_c .

5.3. Мультиплексирование асинхронных потоков

При синхронном объединении потоков отношение $T_{\text{сч}} \cdot AT_1 - T_{\text{сч}}$ является целым числом. Если же компонентные потоки синхронизованы 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 синхронному мультиплексированию. Поскольку отличие тактовых частот объединяемых потоков относительно невелико (см. § 13.1), их мультиплексирование часто называют псевдосинхронным.

Отклонение отношения $T_{\text{м}}/(T_1 + T_2)$ 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 целогового 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 (вставочных) 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 побитовое 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 значащих импульсов и передача их на специальных позициях — отрицательным согласованием. Сочетание положительного и отрицательного согласования называется двухсторонним 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 залезли T_1' этого потока больше номинального T_1 на величину δ . В результате возникает временная неоднородность $\Delta t = n\delta$, которая

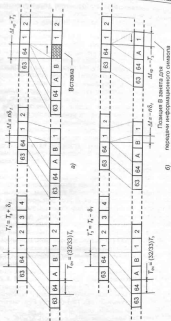


Рис. 5.8. Временные диаграммы синхронного объединения потоков: а – объединение с положительным сдвигом; б – объединение с отрицательным сдвигом

через некоторое время достигает критического значения $\Delta t_c = T_c$. Нижний ряд отображает последовательность импульсов считывания, период которых равен $T_{cl} = (32/33)T_c$. 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_{cl} .

Процесс отрицательного согласования иллюстрирует рис. 5.5.6. Компонентный поток поступает со скоростью, несколько больше номинальной, поэтому периоды его импульсов записи T_l укорочены на величину δ . Из-за этого возникает отрицательная временная неоднородность $\Delta t = -n\delta$, которая по достижении ее критического значения $\Delta t = -n\delta_c$ 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 оптических системах пlesиохронной цифровой иерархии применялось двустороннее согласование, а в европейских – одностороннее (положительное). В настоящее время двустороннее согласование широко применяется на стыках пlesиохронных 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 посылом 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 группобразования с двусторонним согласованием скоростей более устойчиво к разному отношению сбоя цикловой синхронизации, т.е. к восстановлению сбоя цикловой синхронизации в системах нижней ступени иерархии при сбое цикловой синхронизации на более высоком уровне. Это связано с тем, что в системах с односторонним согласованием за время сбоя синхронизации формируется достаточно большое число

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

Рассмотрим функциональную схему оборудования второго уровня европейской ПЦМ (ИММ-120⁷), 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 окончное оборудование ИММ-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 ГО₁. Скорость записи точно соответствует скорости компонентного потока, поскольку ГО₁ синхронизируется сигналом с тактовой частотой f_1' , выделенным из этого же потока устройством ВТЧ (выделителем тактовой частоты). Последовательность импульсов считывания поступает от генераторного оборудования ГО₂, которое синхронизировано задающим генератором аппаратуры объединения компонентных потоков, через логические схемы «ИЛИ» и «ИЕТ». Тактовая частота последовательности импульсов считывания равна $(33/32) \cdot f_1$. Тактовые частоты f_1' и f_1'' могут отличаться от номинальной f_1 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 ГО₂ прекращает подачу импульсов считывания. Таким образом, частота записи f_z равна f_1 — тактовой частоте компонентного потока, а частота считывания $f_{\text{сч}}$ — частоте f_1'' , определяемой генераторным оборудованием ГО₂ 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 $f_z = f_{\text{сч}}$ (выдерживается соотношение $T_{\text{сч}}/(T_z - T_{\text{сч}}) = 32$), то на выходе ФД сигнал отсутствует. Если скорость КП относительно мала,

⁷ Рассмотренная схема существенно упрощена по сравнению со схемой реального оборудования.

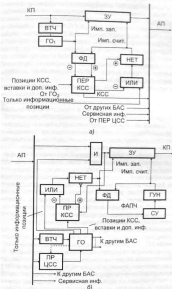


Рис. 5.8. Блок асинхронного согласования скоростей:
а – передающая часть; б – приемная часть

появляется положительная временная неоднородность (временной сдвиг наступает раньше), которая постепенно увеличивается (см. рис. 5.5.а). Когда величина неоднородности станет критической – равной T_c , 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 оповещения 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, выделенным 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-

путьная 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 следует 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 $f_{\text{сч}}$ усредненному значению частоты записи $f_{\text{зп}}$. Если частота $f_{\text{зп}}$ изменяется, например, из-за сбоя 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 осуществлять только в заранее определенный момент.

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

Спектр сигнала на входе СУ состоит из трех составляемых: 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 составляемыми, 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 $f_{\text{зап}}$ и частоты считывания в приемном устройстве $f_{\text{сч}}$, иначе неминуем 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 (зандеру 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, а 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 промакуточных 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 промакуточных 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 нижней 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-

можно 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 g ошибок команда должна передаваться кодовой группой, состоящей из $m = 2g + 1$ 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 трех 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:

0 – показанная 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 осуществлять коррекцию команд согласования и, следовательно, заметно повысить их помехозащищенность. Принцип коррекции КСС показан на рис. 5.7. В верхней части рисунка показан график изменения временной неоднородности Δt , 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 Δt достигает критического значения, равного периоду частоты считывания $T_{кп}$ компонентного потока из запоминающего устройства БАС пар (см. рис. 5.6,а), формируется двоякая положительная команда (активная зона), согласно которой и осуществляется положительное согласование, как это показано в строке ϵ рис. 5.7.

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

видно, что искажение команд в пассивной зоне (при передаче нейтральной КДС – отсутствие согласования) приводит к появлению трайальных отрицательных или положительных команд, как это показано на рис. 5.7, строки б, в. Стройные команды приемника казано на рис. 5.7, строки г, е. Искажение команд в активной зоне (рис. 5.7, КДС инвертируется. Искажение команд в активной зоне (рис. 5.7, строки д, е) приводит к появлению двойных команд противоположного значения. Коррекция ошибки при этом может быть осуществлена косвенно. Во-первых, можно игнорировать двойную команду, если её знак противоположен знакам нескольких двойных команд, 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 ориентальном согласовании скоростей;
 - служебных, предназначенных, например, для организации контроля, служебной связи и тому подобное.
- Введем следующие обозначения:

$C_{\text{выс}} -$ номинальная скорость передачи сигналов системы высшего порядка;

$C_{\text{низ}} -$ номинальная скорость передачи сигналов системы низшего порядка;

N_c – число объединяемых потоков систем низшего порядка;
 C_c – 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_{sc} , команд согласования d_c , сигналов служебной связи d_{ss} , сигналов контроля и сигнализации d_s и сигналов дискретной информации d_i , непосредственно вводимых в групповой тракт;

Q – число информационных символов в цикле, включая согласующие символы (d_s) 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

$$C_{\text{свл}} = C_c N_c (1 + p/Q) > C_{\text{свл}} N_c (1 + p/Q).$$

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

$$f_{\text{сч}} / (f_{\text{свл}} - f_{\text{сч}}) = a_i / b_i,$$

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

$$i = 1 + (N_c d_i + d_{sc} + d_{ss} + d_c + d_s + d_i) / N_c a_i$$

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;

- 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 доминирующих 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_c до f_s и переводом (для сохранения привязки частоты группового цифрового сигнала) соответствующей части информационной импульсной позиции цикла в разряд служебных.

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

Цикл удобно представить в виде четырехстрочной матрицы, каждая строка 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 $264 \times 8 = 8448$ 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-

ается равной $(254 - 8) \times 4 \times 4 = 2048$ кбит/с. Четыре строки с 9-го по 254-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 строки 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	0
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 сообщения 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 оставки 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 односторонней, 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-

10

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	154
1	1	1	0	0	1	1	0	A1	B1	B1	Г1	A2	B2	Г24
Семплы компонентных потоков (А, Б, В, Г)														
1-я семпла								Семплы компонентных потоков (А, Б, В, Г)						
КСС								КСС						
2-я семпла								Семплы компонентных потоков (А, Б, В, Г)						
КСС								КСС						
3-я семпла								Семплы компонентных потоков (А, Б, В, Г)						
КСС								КСС						

100

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	Над					
Цифровой аналоговый																
I-каналы КСС												Символы компонентных потоков				
II-каналы КСС																
III-каналы КСС																
Места вставки																

вспомогательная информация для автора – текст, который находится за пределами статьи – не включается в текст статьи.

мальной частоте согласования, равной $1/(78 \cdot 125 \cdot 10^3) = 102$ 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 $1/78 = 0,0128$. 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 ± 4 . Следовательно, допустимо максимальное относительное расхождение частот, равное $4/82368 = 0,97 \cdot 10^{-4}$. 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 МСЗ-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 деленному 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 $[(206-205)/206] \cdot 2048 \cdot 10^3 = 10$ кбит/с. Для того, чтобы обеспечить номинальную скорость передачи компонентного потока цикл должен был бы содержать $(2048/8448)/848 = 205,576$ 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 четвертичных систем европейской ПЦМ с двусторонним и односторонним согласованием скоростей компонентных потоков.

Таблица 5.3

Цикл транзитивной ЦТС с двусторонним согласованием скоростей
(G.745 MCS-T)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	715
1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0						
Цикловый синхронизм																	
1-я символы КОС			Ступень связи			Авар. сигн.			2-я символы КОС			Символы вспомогательных потоков					
3-я символы КОС			Дискретная информация			Доп. инф. при опр. соотв. скор.			Места асстанов								

Скорость передачи вспомогательных 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 вспомогательный поток «22,375 кбит/с.

Номинальный коэффициент цифрового выравнивания 0,439.

Таблица 5.4

Цикл передачи ЦТС с односторонним согласованием скоростей
(G.751 MCS-7)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14			302	303	304
1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	Ав	Низ							
Цикл односторонней																		
Новые кадры КС																		
П-кадры КС										Биты компонентных потоков								
П-кадры КС																		
III-кадры КС										Места вставки								

Скорость передачи компонентных потоков 8448 кбит/с.

Скорость передачи агрегатного потока 34368 кбит/с.

Длительность цикла передачи 44,6927 мкс.

Число сэмплов в цикле 1536.

Число сэмплов на агрегатный поток 378.

Таблица 5.5

Цикл членаричной ЦТС в двухстороннем согласованном режиме
(в 740 МСЭ-7)

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.	2						
Цикловой синхронизм																	
1-е символы КСС												Биты компонентного потока					
2-е символы КСС																	
3-и символы КСС		Дол. н-фр. при отр. солп. скар.														Места вставки	

Скорость передачи компонентного потока 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.

Таблица 5.6

Цифра четиризначной ЦТС с односторонним согласованием скоростей
(G.751 MSC3-T)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	487	488	
1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	Ав	Нац. размер						
Цифровой сигнал																			
I-символы КСС																			
II-символы КСС																			
III-символы КСС																			
IV-символы КСС																			
V-символы КСС																			
												Места вставки							
Были использованы ресурсы																			

Скорость передачи компонентных потоков 34368 кбит/с.

Скорость передачи агрегатного потока 138264 кбит/с.

Длительность цикла передачи 21,0248 мкс.

Число символов в цикле 26028.

Число символов на компонентный поток 720.

Максимальная скорость согласования на компонентный поток = 47,563 кбит/с.

Нормализованный коэффициент цифрового выравнивания 0,419.

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 (точка решения регенератора TRP) 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 увеличивает 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-

ме возникают из-за помех, изменяющих форму сигнала так, что регистратор 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 (максимовольные). Максимвольные помехи иногда называют немасимвольными искажениями.

Линейные помехи (помехи от линейных переходов) – результат воздействия параллельно работающей 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 (максимвольные) 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 немасимвольные помехи возникают в результате дисперсии. Различают модовую дисперсию, хроматическую, состоящую из материальной и волноводной, и поляризационную.

Рассмотрим механизм воздействия немасимвольных 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 $\tau_c = R_l C_l$, причем $R_l = lR$ и $C_l = lC$. Тогда $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}(1 - e^{-t/\tau_c})$. Форма прямоугольного импульса приобретает вид, показанный на рис. 6.2.б. «Хвост» импульса является помехой для последующего. Эта максимвольная помеха является помехой I рода.

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

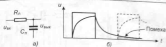


Рис.6.2. Форма импульса при прохождении через ФНЧ

длительность больше (рис. 6.3). Но в любом случае помехи i рода, определяемые небольшой постоянной τ_d , 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 внесенных значений помехи).

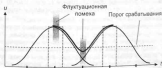


Рис.6.4. Сложная флуктуационная помеха и независимая помеха i рода

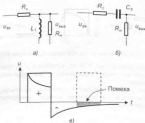


Рис. 6.5. Форма импульса при прохождении через ФЧН

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 (образующим фильтр верхних частот ФЧН). 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 законом с параметрами $\tau_c = (R_s + R_n)C_n$, если в тракте разделительный конденсатор, или $\tau_c = L_n/(R_s \parallel R_n)$, если в тракт включен линейный трансформатор с индуктивностью первичной обмотки, равной L_n (рис. 6.5, а, б). В этих формулах R_s и R_n сопротивления источника сигнала и нагрузки рассматриваемой цепи соответственно. Тогда $u_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} e^{-t/\tau_c}$ и форма прямоугольного импульса приобретает вид, показанный на рис. 6.5, в. Поскольку $\tau_c \ll \tau_n$, искажения II рода гораздо опаснее, так как влияние данного импульса распространяется на многие последующие такты. На рисунке 6.6 показано влияние межканальных 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

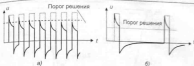


Рис. 6.6. Искажения II рода при высокой (а), низкой плотности единиц (б)

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 межимпульсных искажений

Межимпульсные 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 межимпульсные помехи II рода ослабляются посредством выбора такого линейного кода, у которого низкочастотные составляющие спектра невелики (см. подразпараграф 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 межимпульсных 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

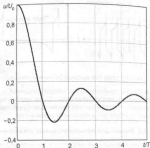


Рис.6.7. Форма сигнала на приеме, отвечающая первому условию Найквиста

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

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 максимизольные искажения, что восстановление информации становится невозможным. Однако достаточно точно может быть реализован сигнал, форма спектра которого соответствует прямоугольной, сплавленной по косинусoidalному закону (рис. 6.8,а). При коэффициенте сплавления $B = \Delta\omega/\omega$, где $\omega = 2\pi f$, $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi/T$, а $\Delta\omega$ – диапазон, в котором осуществляется сплавление, спектр сигнала описывается выражением

$$G_{\text{сиг}}(f) = \begin{cases} 2U_0T \cos^2(\pi f / 2f_0) & \text{при } 0 \leq f \leq f_0 \\ 0 & \text{при } f > f_0 \end{cases}.$$

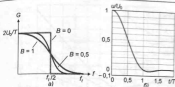


Рис. 6.8. К определению формы скорректированного сигнала: а – спектры сигналов; б – форма сигнала при $B = 1$

которому соответствует сигнал вида

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

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 $K_{\text{кор}}(f)$ в этом случае может быть найден из соотношения

$$K_{\text{исп}}(f) = G_{\text{исп}}(f) [G_{\text{исп}}(f) K_{\text{каб}}(f)],$$

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

$$K_{\text{каб}}(f) = 10^{-A_{\text{каб}} \sqrt{2\pi f L_0} / 20},$$

причем $A_{\text{каб}}$ – 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-

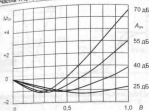


Рис. 5.9. Проигрыш в защищенности от собственных помех для различного затухания $A_{св}$

рующего усилителя вблизи частоты $f_c/2$ должна иметь значительный подъем. Это, в свою очередь, приводит к росту собственных помех на его выходе. На рис. 5.9 приведены графики, показывающие проигрыш в защищенности от собственных помех для кабельных линий с различным затуханием $A_{св}$. Из графиков следует, что значение параметра B должно выбираться в пределах 0,2...0,5. Однако, как уже было сказано, при таких значениях B помехоподобные воздействия в ТРП имеют большую величину и длительность. Поскольку решение принимается не точно в тактовой точке, но с некоторой погрешностью, то максимальные помехи при этом могут оказаться недопустимыми. Объективный выбор параметра B можно осуществить, применяя экспериментальный метод глазомера, с которым будет сказано далее.

5.2.3. Коэффициент ошибок регенератора

Для правильного определения сигнала на входе регенератора требуется некоторая минимальная величина отношения сигнала к помехе. Рассмотрим сначала 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. 5.10). Оптимальное расположение порога принятия решения равно среднему значению сигнала. В этом случае по-

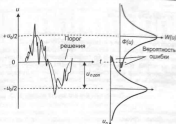


Рис. 6.10. Определение допустимой помехоустойчивости регенератора

рог решения должен быть установлен равным нулю $u_{\text{пр}} = u_{\text{отр}} = 0$. 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 $x = u_0 / \Delta u_{\text{эф}}$, то вероятность ошибки $P_{\text{ош}}$ будет равна

$$P_{\text{ош}} = (1/\sqrt{2\pi}) \left(\int_{x_{\text{ош}}}^{\infty} e^{-x^2/2} dx \right) \cdot (0.5 + 0.5) = \frac{1 - \Phi(x_{\text{ош}})}{2},$$

приним 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 $P_{\text{ош доп}}$ задано, то $\Phi(x_{\text{доп}}) = 1 - 2 P_{\text{ош доп}}$, откуда по таблицам находится значение $x_{\text{доп}}$. Поскольку, как это видно из рис. 6.10,

$$x_{\text{доп}} = \frac{U_{\text{н доп}}}{U_{\text{нэф}}} = \frac{U_0/2}{U_{\text{нэф}}},$$

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

$$A_{\text{нэф доп}} = 20 \lg \left(\frac{U_0/2}{U_{\text{нэф}}} \right) = 20 \lg x_{\text{доп}}.$$

Зависимость вероятности ошибок или коэффициента ошибок по битам* от помехозащищенности регенератора при двухуровневом сигнале приведены в табл. 6.1. Быстрое снижение $P_{\text{ош}}$ 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 измеренных 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 $\Delta A_{\text{нэф}}$. 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 измерения, стремящемуся к бесконечности.

Таблица 6.1

$P_{\text{ср}}$	$A_{\text{ср}}, \text{дБ}$
0,0001	11,400073
10^3 -05	12,560047
10^3 -06	13,540059
10^3 -07	14,310005
10^3 -08	14,983006
10^3 -09	15,500069
10^3 -10	16,07102
10^3 -11	16,530006
10^3 -12	16,94677
10^3 -13	17,32540
10^3 -14	17,67454

Для трехуровневого сигнала порог решения следует установить отдельно для положительных и отрицательных импульсов с абсолютным значением $(\alpha_0/2)/2$, т.е. повысить требуемую помехозащищенность на 6 дБ. В общем случае при числе разрешенных уровней сигнала m , прибавка составит $\Delta A_{\text{ср}} = 20 \lg(m - 1)$.

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

$$A_{\text{ср,тр}} = N + M \lg \lg(1/\rho_{\text{ср}}) + 20 \lg(m - 1) + \Delta A_{\text{ср}}, \text{дБ}. \quad (6.1)$$

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

Таблица 6.2

$\rho_{\text{ср}}$	N	M	Погрешность расчета, дБ
$10^{-26} \dots 10^{-15}$	4,63	11,42	$\pm 0,04$
$2 \cdot 10^{-16} \dots 10^{-13}$	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 параграфе 6.2.2 (см. рис. 6.8,б) была приведена форма сигнала,

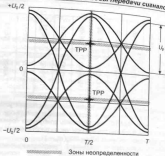


Рис. 6.11. «Глаз-диаграмма» для сигнала в троичном коде

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

В данном случае раскрытие 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 TRP аппроксимируется гусиной формой $S(t) = U_0 e^{-\alpha^2 t^2 / T^2}$; то максимальный раскрыт по вертикали можно найти как $U_{p\max} = U_0(1 - 4e^{-\alpha^2})$, а ширину раскрытия $2t_{\max}$ из соотношения $4ch(k2t_{\max} / T) = e^{\alpha^2}$. Очевидно, TRP должна находиться в середине зоны раскрытия, как это показано на рис. 6.11.

Для импульса, у которого $S(0,5T) = 0,5U_0$, $\alpha = 2,773$. Тогда $S(T) = -0,0625U_0$, $U_{p\max} = 0,75U_0$ и $2t_{\max} = 0,7442T$. Часто импульс в TRP аппроксимируют косинусквадратной формой

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

в этом случае $U_{p, \max} = U_0$ и $2t_{\max} = 0,567 T$.

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 ΔU суммарную амплитуду всех амплитудных искажений, вызванных межсимвольными помехами, неопределенностью порога решения, нестабильностью амплитуды импульсов на выходе регенераторов и тому подобное, а через ΔT – суммарную амплитуду всех временных искажений, которые, в основном, возникают из-за несоответствия моментов принятия решения их номинальным значениям и наличия фазового дрожания формирующих импульсов.

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

$$\Delta A_{\text{пр}} = 20 \lg(U_p/U_0) = -20 \lg[1 - (U_p - U_0)/U_0] = 20 \lg H_p$$

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

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

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

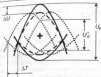


Рис. 6.12. Влияние погрешностей на раскрыв глаз-диаграммы

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

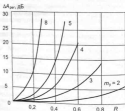


Рис. 6.13 Увеличение требуемой помехозащищенности регенератора в зависимости от уменьшения раскрыва глаз-диаграммы и числа уровней кода

Так, например, при $m_t = 5$, и $R = 0,4$ получим $\Delta A_{\text{дв}} = 14$ дБ. Тогда для $A_{\text{сш}} = 10^{-10}$ по формуле (6.1) требуемая величина помехозащитности регенератора будет

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

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 обеспечения большой величины отношения сигнал/помеха, а использование кодов с $m_t > 4$ без каких-либо специальных мер оказывается невозможным.

Определенный интерес представляют зависимости, связывающие между собой параметры ΔU и ΔT при заданных значениях требуемого раскрытия глаза диаграммы $H_g = (1 - R) \cdot 100\%$. На рис. 6.14 представлены указанные зависимости для трехуровневого кода и косинусоидальной 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_g можно получить при различных соотношениях между ΔU и ΔT .

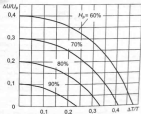


Рис. 6.14. Зависимость между уменьшением раскрытия глаза диаграммы и смещением момента принятия решения

Как уже отмечалось, оценка вероятности ошибки, основанная на раскрытии глаз-диаграммы, ориентируется на наихудшую из возможных ситуаций. Раскрытие «глаза» обуславливается двумя простыми ситуациями. Раскрытие каждой из которых соответствует определенной траекторией, каждой из которых соответствует определенная кодовая последовательность. Любая другая последовательность кодовой последовательности соответствует меньшей величине 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 $\Delta A_{\text{дб}}$ 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 полутактовой частоте равно 1 дБ
Нестабильность порога и конечная чувствительность $P_{\text{н}}$	1,5	—
Нечастотная опсечка	1,3	Для кода ЧПМ частота среза равно 0,2% тактовой частоты

Причина снижения помехоустойчивости	Снижение помехоустойчивости, дБ	Примечание
Различия 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 выделить из него сигнал тактовой частоты;
- должна обеспечиваться возможность контроля коэффициента ошибок в тракте без прерывания связи.

Рассмотрим вначале, в какой степени случайная последовательность в натуральном коде с вероятностью появления единиц P и коэффициентом скважности $K_{\text{св}} = T_2 / T_0$, 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 U_0

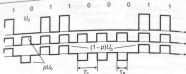


Рис. 6.15. Структура случайной двоичной последовательности

(средняя огибающая) 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

$$P_0 = P_+ + P_- = pU_0^2 / K_{\text{ср}}, \text{ где } K_{\text{ср}} = T_0 / \tau_0$$

Мощность детерминированной последовательности

$$P_+ = (pU_0)^2 / K_{\text{ср}}$$

тогда мощность случайных последовательностей составит

$$P_- = P_0 - P_+ = (pU_0^2 - p^2U_0^2) / K_{\text{ср}} = p(1-p)U_0^2 / K_{\text{ср}}$$

или

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

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

$$a(nU_0) = \begin{cases} pU_0 / K_{\text{ср}}, & n = 0 \\ (2pU_0 / K_{\text{ср}}) \frac{\sin(\pi n / K_{\text{ср}})}{\pi n / K_{\text{ср}}}, & n = 1, 2, 3, \dots \end{cases}$$

Соответственно дискретный энергетический спектр данной последовательности определяется выражением

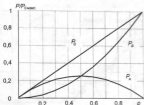


Рис. 6.16. Зависимость мощности составляющих случайной последовательности от вероятности появления единиц

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

В этом выражении синус квадратный множитель соответствует энергетическому спектру прямоугольного импульса и определяет частотную зависимость составляющих дискретного спектра, а также спадающую непрерывную энергетическую спектральную плотность случайной последовательности двоичных прямоугольных импульсов. Спектры для коэффициентов $K_{\text{ам}}$, равных соответственно 1, 2 и 4, а также для бимпульсов длительностью в один период тактовой частоты (с 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 большим 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.

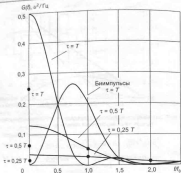


Рис. 6.17. Спектры прямоугольных импульсов:

• мощность дискретных составляющих, $\text{а}^2/\text{Гц}$

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, прохождение 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

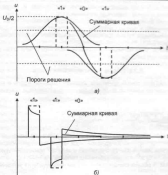


Рис. 6.18. Компенсация межатомных помех при применении кода ЧПМ: а – I рода, б – II рода

правдоподобия – ошибка наиболее вероятна в бите, где амплитуда наиболее близка порогу принятия решения).

Дискретные составляющие в сигнале с ЧПМ также оказываются компенсированными, однако выделение хронизирующего сигнала не просто – сигнал легко переводится в исходный путем двуполупериодного выпрямления. Однако если в исходной последовательности присутствуют большие пакеты нулей, выделение хронизирующего 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 паричных 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 ЧПМ (AMI) был первым кодом для ЦТС, рекомендованным МСЭ-T.

8.3.2. Общие характеристики кодов

Рассмотрим общие принципы формирования сигналов в линии. Сигнал, передаваемый по линии, можно представить в следующем виде:

$$S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k^{(n)} S_k(t - nT),$$

Здесь n – порядковый номер символа; $a_k^{(n)}$ – k -е значение символа ($k \in m_k$); m_k – число уровней кода; $S_k(t)$ – функция, описывающая форму импульсов. Для двоичного кода $a^{(n)}$ принимает два значения: $a^{(n)} = 0$, $a^{(n)} = 1$, для троичного сигнала – $a^{(n)} = -1/2$, $a^{(n)} = 0$, $a^{(n)} = +1/2$. В общем случае при принятии нормирующих условий

$$a^{(m_k)} - a^{(0)} = 1, (a^{(1)} + a^{(m_k)})/2 = a_{cp},$$

остальные уровни будут иметь величину

$$a^{(k)} = a_{cp} - 1/2 + \frac{k-1}{m_k-1},$$

где a_{cp} – значение символа, соответствующего среднему уровню кода.

Для симметричных кодов $a_{cp} = 0$, 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 $a^{(n)}$ появляются с определенными вероятностями $p(a^{(n)})$, которые зависят от статистических свойств исходной двоичной последовательности и типа преобразователя двоичного кода в линейный, в среднее значение сигнала можно определить следующим образом:

$$s = \sum_{k=1}^N A_k a^{(k)} u^{(k)}.$$

Статистические свойства коэффициентов $a^{(k)}$ и спектр $S^{(k)}(\omega)$, соответствующий форме используемых импульсов, характеризует свойства сигнала в линии. Поэтому формирование требуемого энергетического спектра может быть осуществлено соответствующим изменением структуры импульсной последовательности и выбором импульсов нулевой 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 различных 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 $S_k(t)$ и $S_l(t)$. В этом случае число двоичных видеоимпульсных сигналов $S_k^2 = 36$. Кроме того, в ЦТС могут применяться многоэлементные видеоимпульсные сигналы (передача одного символа ин-

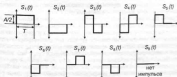


Рис. 6.19. Элементы видеоимпульсных сигналов

формации осуществляется с помощью нескольких элементов), а также многоуровневая (многоэлементная) модуляция отдельных элементов (например, для каждого элемента предусматривается несколько значений амплитуды). Таким образом, видеосигналы отличаются весьма большим многообразием.

Однако следует учесть, что далеко не все видеосигналы отвечают требованиям, предъявляемым к цифровым сигналам, которые предназначены для передачи по линии. Вне зависимости от конкретных условий сравнение цифровых сигналов удобно проводить по потенциальной помехоустойчивости при идеальных условиях, которая зависит от эквивалентной мощности $P_{\text{э}}$ элементов этого сигнала $S_1(t)$ и $S_2(t)$, т.е.

$$P_{\text{э}} = \frac{1}{T} \int_0^T |S_1(t) - S_2(t)|^2 dt.$$

Очевидно, предельной помехоустойчивостью будут обладать сигналы, элементы которых противоположны и удовлетворяют равенству $S_1(t) = -S_2(t)$. Таким образом, для сигналов, приведенных на рис. 6.18, предельную помехоустойчивость можно получить только в двух случаях, — при использовании $S_1(t)$ и $S_2(t)$ (имеем «моновимпульсный» сигнал) или $S_3(t)$ и $S_4(t)$ (имеем «бимпульсный» сигнал). Все другие виды абсолютных двоичных видеосигналов имеют потенциальную помехоустойчивость на 2...9 дБ ниже предельного значения. Это относится и к большинству многоэлементных видеосигналов. Так, ранее рассмотренный сигнал с чередованием полярности импульсов ЧПИ (АМІ), в котором двоичный символ «1» передается чередованием элементов $S_3(t)$ и $S_4(t)$, а 0 — пассивной паузой $S_5(t)$, имеет потенциальную помехоустойчивость на 9 дБ ниже предельной.

Кроме того, для оценки различных видов видеосигналов важными являются параметры, оценивающие среднее значение вероятности присутствия тактовой частоты в цифровом сигнале и устойчивость ее признаков. В табл. 6.4 для некоторых видов видеосигналов кроме мощности $P_{\text{э}}$ указаны также значения параметра $P_{\text{ср}}$, характеризующего среднее значение вероятности присутствия тактовой частоты в цифровом сигнале при равновероятности передачи двоичных символов, и параметра $K_{\text{ср}}$, характеризующего устойчивость признаков тактовой частоты при различных предельно возможных вероятностях передачи двоичных символов, т.е. $K_{\text{ср}} = P_{\text{ср}} / P_{\text{ср}}^{\text{мин}}$.

Таблица 6.1

Элементы сигналов (см. рис. 6.19), используемые для передачи		P_1	P_0	K_1
«1»	«0»			
$S_1(t)$	$S_2(t)$	A^2	0,5	0
$S_3(t)$	$S_4(t)$	A^2	1	1
$S_5(t)$	$S_6(t)$	$A^2/8$	0,5	0
$S_7(t)$	$S_8(t)$	$A^2/4$	0,25	0
$S_9(t)$ $S_{10}(t)$	$S_{11}(t)$	$A^2/8$	0,5	0
$S_{12}(t)$ $S_{13}(t)$	$S_{14}(t)$	$A^2/2$	0,52	0,5

При передаче по линии сигналов, у которых $K_1 = 0$, 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 бимпульсный сигнал, который благодаря сбалансированности каждого элемента $S_2(t)$ 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 компенсирован реализацией многосуровой модуляции элементов бимпульсного сигнала, при которой, как будет показано ниже, снижается значение тактовой частоты.

С целью повышения стабильности признаков тактовой частоты для большинства видеомпульсных 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 определенному алфавиту в группы символов кода с другим основанием счисления (больше двух) n , как правило,

с новым числом тактовых интервалов, то в результате формируется алфавитный код.

Среди неалфавитных кодов наибольшее распространение получили коды типов HDВ и ВnZS, в которых последовательность двоичных «0» длиной $(n + 1)$ символов заменяется определенным сочетанием импульсов и пауз. В указанных кодах используются все три элемента сигнала ЧПД, однако имеются нарушения условия чередования полярности импульсов. Предельная помехоустойчивость таких кодов совпадает с величиной, полученной для ЧПД, а минимальная верхняя частота спектра увеличивается за счет сокращения числа элементов $S_k(t)$, не содержащих признаков тактовой частоты, до значения $(0,6 \dots 0,7) f_c$.

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 названиях алфавитных кодов типа BkM приняты следующие обозначения: k – это число символов в кодируемой двоичной группе; B (Binary) указывает, что в исходной последовательности используется двоичное основание счисления; M – буква (или буквы), отражающая кодовое основание счисления, например: T – троичное (Ternary), Q – четверичное (Quaternary), Q_5 – пятиричное (Quinary), S – шестеричное (Sextenary), H – семеричное (Heptenary) 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 видеосигнальных сигналов (см. рис. 6.19), либо один из них, но с k значениями амплитуд, 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 $K_{\text{из}} = n/k$;
- избыточности кода r ;
- предельному коэффициенту снижения тактовой частоты (при $r = 0$)

$$K_{\text{из макс}} = \lim_{r \rightarrow 0} (n/k) = \log_2 M.$$

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 $H_{\text{макс}} = \log_2 M^k$, $H = \log_2 N$, получаем

$$r = (\log_2 M^k - \log_2 N)/\log_2 M^k = 1 - n/k \log_2 M, \quad (6.5)$$

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 t_2 и t_M , а тактовые частоты через f_2 и f_M соответственно, то получим следующие соотношения: $k t_2 = n t_M$, $f_M = n f_2/k$; $r = 1 - (f_2 t_2)/(f_M t_M \log_2 M)$; $f_M = f_2/[1 - r(\log_2 M)]$.

$$K_{\text{из макс}} = \lim_{r \rightarrow 0} (n/k) = \log_2 M.$$

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, 5B3N и неко-

Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

торых других оказывается более сложной, но позволяет в большей степени связать значение тактовой частоты, что порой оказывается важным для ЦТС абонентского доступа (см. гл. 14).

Таблица 6.5

Тип кода	2^p	M^2	K_M	$\epsilon, \%$
3827	8	9	1,5	5,36
4837	16	27	1,33	15,68
9960	512	2048	1,5	26
28901	4	5	2	13,67
99401	512	625	2,25	3,1
5825	32	36	2,5	3,29
6834	256	343	2,66	4,39

Одним из важнейших параметров, используемых при сравнительной оценке кодов, в спектре которых практически отсутствуют постоянная составляющая, т.е. балансных кодов, является диапазон, в пределах которого может изменяться текущее значение цифровой суммы символов кодовой последовательности, которая определяется как

$$Z_{ij} = Z_i + \sum_{n=1}^j a_n,$$

где i, j – любые целые числа, а a_n – значение символа кода, заданного в n -м тактовом интервале.

Каждому балансному коду соответствует свой диапазон изменения текущей цифровой суммы, величина которого определяет уровень низкочастотных составляющих в спектре сигнала. Если не принимать контролировать значения Z_{ij} , то в случае превышения их известных (для используемого кода) границ диапазона могут быть обнаружены ошибки в линейном тракте.

Общим недостатком как неалфавитных, так и алфавитных кодов является возможность равномерных ошибок. На это обстоятельство, в частности, следует обращать внимание при выборе кодовой таблицы, т.е. таблиц соответствия групп дисчных символов группам символов M -го кода, общее число которых для каждого типа алфавитного кода весьма велико (оно определяется числом перестановок из 2^p , т.е. $(2^p)!$). В качестве одного из критериев сбалансированности

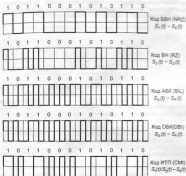


Рис. 8.20. Двухуровневые коды

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 применением рассмотренных типов арифметических и неарифметических кодов в сочетании с монотонным и бинарным видеомонотонными 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-

бе 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 линиях 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, затухающим на тактовый интервал $S_1(t)$, а нулевые символы – таким же отрицательным импульсом $S_0(t)$ (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 максимальным помехам за счет линейных искажений II-рода. Спектр не содержит дискретных составляющих, а составляющие вблизи тактовой частоты отсутствуют. Поэтому выделение хранимого 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 $S_1(t)$ и $S_0(t)$ (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 бимпульсном коде АБК (BIL), в котором единичный символ передается бимпульсом типа $S_1(t)$, а нулевой – $S_0(t)$. 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 БВН. Основным недостатком кода АБК является возможность

«негативного» приема сигнала, при котором единичные символы заменяются нулевыми, а нулевые – единичными. Этот недостаток устраняется в относительном бимпульсном 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.

Уменьшения коэффициента размножения ошибок до значения $\sqrt{2}$ достигается в коде с инверсией тактовых посылок ИТП (CMI). В этом коде (см. рис. 6.20) единичные символы поочередно передаются импульсами типа $S_1(t)$ и $S_2(t)$, а нулевые – бимпульсами типа $S_4(t)$. Спектр сигнала в коде ИТП аналогичен спектру сигнала в бимпульсном 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-T для интерфейсов сетевых цифровых трактов со скоростями передачи 140 и 155 Мбит/с.

Трехуровневые коды (тройные и квазитройные) получили широкое распространение на первых этапах развития и внедрения ЦТС. Выше рассматривались параметры сигналов в коде с чередованием полярности импульсов ЧПИ (AMI), 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-

* Квазитройный код – трехуровневый код, в котором для уровня служит для поочередной передачи символов одного и того же значения.

Часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

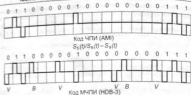


Рис. 6.21. Коды с чередованием полярности импульсов

цифровом 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, 6,5 и 34 Мбит/с.

В коде КВП-3 осуществляется замена четырех подряд следующих нулей ставками вида 000V или 000V, где В – импульс, сохраняющий чередование полярности, а V – нарушающий чередование, согласно табл. 6.6. Выбор той или иной ставки определен условием, по которому между импульсами V должно быть нечетное число импульсов В.

Таблица 6.6

Знак предыдущего V-импульса	HDB-3 (КВП-3)		B3ZS	
	Число В-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-

лет замену пакетов нулей размером в 6 и 8 символов соответственно. Вид вставки кода B6ZS – 0B40B4V.

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 B0BB (для кода КВП-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 1,25.

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 пБкМ, считая, что в данном случае $l = 1$, $k = 1$ 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 $r = (1 - 1/\log_2 3) \cdot 100\% \approx 37\%$. Избыточность в данном случае используется для контроля коэффициента ошибок по принципу – появление ошибки приводит к

часть 1. Цифровые способы передачи сигналов

нарушение чередования полярности, что достаточно просто фиксируется.

Паркобрательный троичный код ПИТ (PST) может быть отнесен к блочному коду типа 2B2T, при его применении исходная информация разбивается на пары символов, которые записываются троичными комбинациями в соответствии с табл. 6.7.

Таблица 6.7

Исходная комбинация	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 привязка к циклу передачи ЦТС. Смена мод осуществляется после прохождения единичного 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 ЧПМ, равна 37%.

Бескомпромиссными являются блочные коды типа nBkM, некоторые характеристики которых приведены в табл. 6.4. Поскольку в этих кодах общее число различных групп двоичных символов (2^k) обычно меньше возможного числа групп M-ных символов (M^k), то задача их формирования заключается в определении 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.

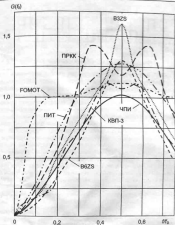


Рис. 6.22. Энергетические спектры последовательностей в тринных кодах

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

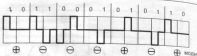


Рис. 6.23. Парнобиполярный трюнный (ПМТ) код

кода пВМ. 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 близкая к нулю. Это обеспечивает уменьшение мощности низкочастотных составляющих в спектре передаваемой последовательности.

При использовании кодов типа пВМ 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 трюнного FCMOT), в котором предусмотрено использование четырех трюнных алфавитов, частично приведенных в табл. 6.8.

Заметим, что количество различных двоичных комбинаций равно $2^4 = 16$, а соответствующих им трюнных $3^3 = 27$.

Таблица 6.8

Символы двоичного кода	Символы трюнного кода			
	A_1	A_2	A_3	A_4
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
00000000				
1000	0+1+1	0+1+1	-1-1 0	-1-1 0
00000000				
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 $K_{\Sigma} = 4/3 = 1,33$, избыточность $\gamma = 1 - (4/3) \cdot (\log_2 3 / \log_2 4) = 0,16$.

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 $K_{\Sigma} = 2/1 = 2$, а избыточность нулевая ($\gamma = 1 - 2/\log_2 4 = 0$).

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 $10^{-7} I_{\text{рег}} L$, где 10^{-7} – норма на коэффициент ошибок, отводимая на данный участок сети (см. гл. 13), L – полная длина данного участка сети, а $I_{\text{рег}}$ – 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 помехозащищенности регенератора $A_{\text{рег. доп}}$, которая и используется в дальнейших расчетах.

Расчет для магистралей с коаксиальным кабелем. Обычно, как это сделано в эквивалентной схеме (рис. 6.24), реальные линии

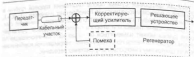


Рис. 6.24. К определению длины регенерационного участка

и усилитель заменяют идеальными (не вносящими помех), а на входе усилителя включают эквивалентный генератор помех. 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

$$P_{\text{теп}} = kT\Delta f,$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура по Кельвину; $\Delta f = (0 \dots 0,54)$, т. е. $\Delta f = 0,54$ – рабочий диапазон частот линейного тракта.

В этом случае мощность помех эквивалентного генератора, которую называют мощностью собственных помех корректирующего усилителя можно определить как

$$P_{\text{св}} = P_{\text{теп}} \cdot D_{\text{св}},$$

причем здесь $D_{\text{св}}$ – коэффициент собственных помех корректирующего усилителя.

Можно подсчитать, что при нормальной температуре и ширине полосы частот $\Delta f = 1$ МГц, $P_{\text{теп}} = 0,404 \cdot 10^{-11}$ мВт, что соответствует уровню по мощности $P_{\text{теп}} = -114$ дБ-м. Тогда уровень помехи на входе корректирующего усилителя будет равен

$$P_{\text{св}} = -114 + 10 \lg(0,54 / 1 \text{ МГц}) + d_{\text{св}}, \text{ дБ.} \quad (6.6)$$

Здесь

$$d_{\text{св}} = 10 \lg D_{\text{св}}.$$

Точная оценка мощности полезного сигнала на входе регенератора затруднительна, так как спектр сигналов в коде МЧПМ (который обычно используется в данных линиях) широкий и затухание линии зависит от частоты. Но ввиду того, что наиболее мощные

компоненты спектра данных сигналов расположены в области частоты 0,54, упрощенно расчет затухания линии проводится на этой частоте. Таким образом, уровень приема сигнала будет равен

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пер}} - \alpha(0,54) \cdot l_{\text{рег}},$$

где $\alpha(0,54)$ – километрическое затухание кабеля, $l_{\text{рег}}$ – длина регенерационного участка, а $P_{\text{пер}}$ – уровень передачи, который может быть подсчитан как

$$P_{\text{пер}} = 10 \lg \left(\frac{U_0^2}{Z_{\text{каб}} \cdot 10^{-3}} \right).$$

В последней формуле U_0 – амплитуда импульсов на передаче, В, $Z_{\text{каб}}$ – характеристическое сопротивление кабеля (обычно равно 75 Ом). Защищенность сигналов от собственных помех на входе регенератора с учетом соотношения (6.6) составит

$$A_{\text{защ}} = P_{\text{пр}} - P_{\text{св}} = 114 + P_{\text{пер}} - 10 \lg(0,54 / 1 \text{ МГц}) - \alpha(0,54) \cdot l_{\text{рег}} + d_{\text{пер}}.$$

Задаваясь допустимой величиной коэффициента ошибок по формуле (6.1) определяют требуемую помехозащищенность регенератора $A_{\text{треб}}^{\text{защ}}$. Приравняв $A_{\text{защ}}^{\text{защ}} = A_{\text{треб}}^{\text{защ}}$, получают следующую формулу для расчета длины регенерационного участка:

$$l_{\text{рег}} = \frac{114 + P_{\text{пер}} - 10 \lg(0,54 / 1 \text{ МГц}) - d_{\text{пер}} - A_{\text{треб}}^{\text{защ}}}{\alpha(0,54)}.$$

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 $P_{\text{св}} = P_{\text{св}} N$, где $P_{\text{св}}$ – 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.8.25,а). Этот случай эквивалентен ситуации, рассмотренной применительно к коаксиальному кабелю, но уровень помехи эквивалентного генератора $P_{\text{св}} = P_{\text{св}} - A_0 + 10 \lg N$, где A_0 – 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

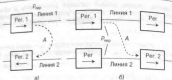


Рис. 6.25. Взаимное влияние между ЦТС при однокабельной (а) и двухкабельной работе (б)

увеличить с помощью рис. 6.25,б. В этом случае $r_{\text{вн}} = r_{\text{вн}} - A_0 + 10 \lg N$, где A_0 – переходное затухание на дальний конец. Тогда помехоустойчивость регенератора будет $A_{\text{вн}} = r_{\text{вн}} - r_{\text{вн}} = A_{\text{вн}} - \alpha(0,5f)l_{\text{вн}} - 10 \lg N$. Здесь $A_{\text{вн}}$ – переходное затухание на ближний или дальний конец в зависимости от того, какая система организации работы ЦТС используется – однокабельная или двухкабельная. Отсюда

$$l_{\text{вн}} = \frac{A_{\text{вн}} - A_{\text{вн}} - 10 \lg N}{\alpha(0,5f)}$$

Так как $A_0 > A_{\text{вн}}$, 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 $l_{\text{вн}}$ при однокабельной работе ЦТС рекомендуется размещать регенераторы в шахматном порядке, как это показано на рис. 6.26. Здесь переходное затухание можно определить как

$$A_0 = A_0 + 0,5\alpha(0,5f)l_{\text{вн}}$$

Оптимальным является размещение регенераторов, работающих в разных направлениях, строго в середине регенерационных участков. Если на регенерационный участок разбит на две неравные части l_1 и l_2 так, что $l_1 < l_2$, то $A_{\text{вн}} = A_0 + \alpha(0,5f)l_1$.

2. Количество элементов ЦТС относительно мало ($N < 4$). В этом случае помеху можно представить как гармоническое колебание с частотой, близкой к $0,5f$, и амплитудой $U_{\text{вн}} = N U_{\text{вн}}$, где $U_{\text{вн}}$ – амплитуда помехи, создаваемой одной ЦТС. Так как помеха ограничена

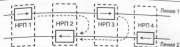


Рис. 6.26. Взаимное влияние между ЦТС при шахматном размещении НРП

по напряжению диапазоном $\pm U_{\text{нрп}}$, 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 $A_{\text{нрпб}} = 6$ дБ

$$l_{\text{пр}} = \frac{A_{\text{нрп}} - A_{\text{нрпб}} - 20 \lg N}{\alpha(0,5 l_c)}$$

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

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 обладает 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 первого потока (STM-1) приведена на рис. 7.1. Количество столбцов матрицы, обозначающей STM-1, равно скорости передачи потока, деленной на 8 (число бит в байте), на 8 кГц (частоту передачи модулей) и 9

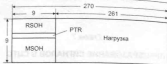


Рис. 7.1. Структура транспортного модуля STM-1

(число строк). Поскольку скорость передачи первичного потока составляет 155520 кбит/с, то число столбцов равно $155520/8/9 = 270$. 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, в которых 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 демultipлексирования потока STM.

Потоки уровней выше первого образуют побайтным синхронно-синфазным мультиплексированием соответствующего числа потоков STM-1. Матрицы модулей высших уровней удобно представлять объемными: на матрицу STM-1 №1 как бы накладываются 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 объединить 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: SM – 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 панелей 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 $1 + X^3 + X^7$. 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.

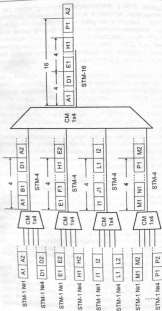


Рис. 7.2. Каскадное мультиплексирование STM-16



Рис. 7.3. Структурная схема комбинатора

 Φ – значение по модулю для (необязательно ИТМ)

$$1+1=0, 1+0=1, 0+1=1, 0+0=0$$

Работа сдвиблера показана на рис. 7.4; строки цифр показывают состояние разрядов регистра сдвига, начиная с первого такта, последний разряд является выходным. Таким образом, правый столбец является выходной последовательностью сдвиблера, которая периодически повторяется через $2^8 - 1 = 127$ символов.



100% **REPUTATION** **PROTECTION** **GUARANTEE**
 100% **REPUTATION** **PROTECTION** **GUARANTEE**

Рис. 7.4. Формирование последовательности на выходе сериалера

7.2. Поле нагрузки транспортного модуля STM-1

7.2.1. Элементы поля нагрузки

Потоки, передаваемые в составе STM-1, размещаются в контейнерах (C) – информационных структурах определенной емкости, требуемой для передачи данного цифрового потока. Размеры контейнеров указываются в байтах, все байты любого контейнера передается за 125 нс. Принятые размеры контейнеров, скорости их передачи и скорости передачи соответствующих плейстохронных 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 приблизительного 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), увеличивающие состав битов точного выравнивания.

Принадлежащие к контейнеру C трактовому заголовку POH образует виртуальный контейнер VC, передача которого по синхронной опти осуществляется по тракту виртуального контейнера – совокупности устройств от точки ввода POH до точки его приема. Тракт VC является элементом телемеханического обслуживания. Информация, со-

держаться 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 (HO); небольшие контейнеры, которые объединяются в большой VC, являются контейнерами низкого уровня (LO). 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 составе 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 побитно 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.

Таблица 7.2

Контейнер размер, байт скорость, кбит/с	C-11 25 1600	C-12 34 2176	C-2 108 6784	C-3 756 48536	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
Наружный блок размер, байт скорость, кбит/с	TU-11 27 1728	TU-12 36 2304	TU-2 108 6912	TU-3 768 49152	
Группа наружных бло- ков размер, байт скорость, кбит/с			TUG-2 2 108 6912	TUG-3 774 49536	
Административный блок размер, байт скорость, кбит/с				AU-3 768 50304	AU-4 2358 150912
Группа административ- ных блоков размер, байт скорость, кбит/с					AUG 2358 150912

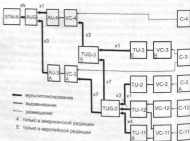


Рис. 7.5. Общая схема мультимплексирования

На схеме отмечены операции размещения – преобразование контейнеров в виртуальные контейнеры путем присоединения к первым трактовым заголовкам 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 (трибайтовые 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

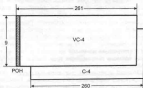


Рис. 7.6. Контейнер С-4 и виртуальный контейнер VC-4

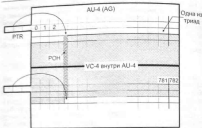
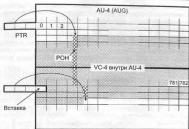
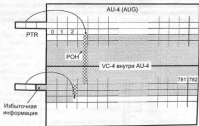


Рис. 7.7. Расположение VC-4 внутри AU-4

таковой частотой модулей, создаваемых на данном участке сети, периодически осуществляется коррекция возникающей временной неоднородности. Случай положительной коррекции (положительно-го 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, такое 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 исключая 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 АИ-4 по существу равен группе административных блоков АИ-3 (преобразуется в АИ-3 путем формального мультиплексирования с коэффициентом 1). Далее, если АИ-4 был мультиплексирован другим устройством, в нем производится согласование сформированного указателя переносится на новое место и меняется соответственно записанный в нем адрес начальной триады, и присоединение сдвоенного заголовка SON. 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 строной 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 АИ-3, который отличается от ранее рассмотренного блока АИ-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-

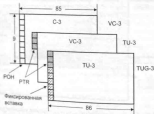


Рис. 7.9. Формирование TUG-3 из C-3

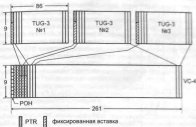


Рис. 7.10 Объединение TUG-3 в VC-4

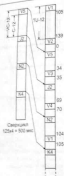
ного контейнера VC-3 вводится два столбца фиксированной вставки (столбцы 30 и 58). Далее блоки AU-3 побайтно объединяются в группу административных блоков AUG, которая и размещается в синхронном модуле STM-1 обычным порядком.

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 нижнего уровня

Рассмотрим расположение контейнеров нижнего уровня на примере преобразования контейнеров C-12, предназначенных для переноса широко используемого глазохронного потока 2048 мбит/с.



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 12х7=84 столбца. Группа TUG-3 состоит из 86 столбцов (см. рис. 7.8). 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 сверхблока, остается прежний. Размеры контейнеров C-11 и C-2 35 и 106 байтов соответственно. После присоединения байтов заголовка и указателя получается соответственно 27 и 108 байт в TU-11 и TU-12. Таким образом, блок TU-11 может быть представлен матрицей из трех столбцов, а TU-12 – из двенадцати. Группа TUG-2 формируется из четырех TU-11 или одного TU-12. 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 синхронной цифровой иерархии со скоростью передачи 140 Мбит/с размещается в контейнере C-4 с учетом грубого и точного позиционного выравнивания, поскольку номинальная скорость синхронного 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-



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 плазмодерного 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 асинхронными

способом. При «жестком» способе 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 (P) и битов заголовка (O), функции которых пока не определены. Второй байт последнего контейнера цикла содержат 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 = P; если же C1C1C1 = 000, то S1 = 1, то же для C2 и S2. Команды согласования трехкомпонентные, следовательно, защищены от одиночных ошибок, что обеспечивает их достаточную надежность.

Если синхронная сеть и сеть доступа синхронизированы по частоте, осуществляется бит синхронный «магистр» 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 «магистр» 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 KИ16 занят или сигнальными каналами псевдосинхронной 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 выравниванием; S – бит выравнивания; R – бит фиксированной вставки

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 (по-близкого) 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 переносить 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 $48/63 = 0,76$.

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 (технология 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 (HCS), 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 сче-

тять, 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 этой ячейки, близка к нулю. При использовании этого способа должны быть приняты меры, исключающие сбой 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 на трактовой заголовки PCH VC-4 (см. § 7.5).

Для транспортировки нагрузки, которая не приспособлена к стандартному набору виртуальных контейнеров (VC-4/3/2/1/1), 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-Xc, $X = 4, 16, 64, 256$).

Объединенный виртуальный контейнер (счетка) VC-4-Xc 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 BIP-8 распространяется на весь объединенный контейнер VC-4-Xc, см. § 7.5). В столбцы со

2-го по X-й, соответствующие трактовым заголовкам других объединяемых контейнеров, вводится фиксированная заставка.

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 тректового 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: $149760 \cdot X$ бит/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 задержки виртуальные контейнеры подвергаются на приеме процедуре выравнивания. Процесс преобразования виртуальных контейнеров на принимающей станции должен компенсировать разность в задержке как минимум в 125 мс, 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 смешанным 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 тректовых 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

фиксируется в байтах указателя. Байты указателя располагаются на фиксированных позициях в кадре и содержат адрес первого байта VC (первый байт PON) в кадре.

использование указателей позволяет вставлять нагруженные потоки, указанные 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 (HO VC) возможен непосредственно после обработки указателя AU. Для доступа к виртуальным контейнерам низшего уровня (LO VC) необходимо обработать дополнительные указатели. Поэтому использование указателей позволяет проводить ввод/вывод потоков более низкого уровня (компонентных потоков) без демуплексирования 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 = 10018511				-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

группы 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.

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 – 784
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 NPL, 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-

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 мультимплексной 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 мультимплексора до мультимплексора 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 цифровой 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.

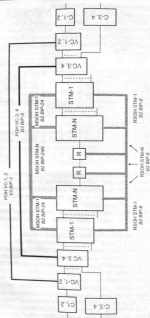


Рис. 7.14. Область действия заголовков и секция контроля кодом BIP

Каждый модуль STM-1 имеет соответствующий идентификатор, используемый для определения и проверки его позиции в составе STM-N. Идентификатор помещается в байт C1.

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 B1 используется для обнаружения ошибок в модуле STM-N на регенерационной секции. Один байт B1 предусмотрен в заголовке RSON каждого модуля STM-1. При передаче STM-N используется только байт B1 модуля STM-1 №1. Обнаружение ошибок производится с использованием контроля четности методом BIP-8 (см. § 7.6).

В случае контроля сигнала STM-N процедура BIP-8 выполняется для всего скрембированного модуля. Результат – 8-битное кодовое слово помещается в байт B1 последующего модуля STM-N до скрембирования. B1 пересчитывается в каждом регенераторе и мультиплексоре.

Для контроля ошибок на мультиплексной секции предусмотрены три байта B2. Результатом выполнения процедуры BIP-24 является 24-битное кодовое слово, которое вставляется в три байта B2 модуля STM-1. Все байты B2 ($N \times 3 \times B2$) используются при передаче сигнала STM-N.

В STM-1 процедура BIP-24 выполняется для всего содержимого, не скрембированного модуля за исключением первых трех строк SON, а результат вставляется в байты B2 не скрембированного последующего кадра. Первые три строки SON (RSON) не записываются в B2, чтобы возможные изменения RSON регенераторами не оказывали влияние на B2.

Два байта K1 и K2 предназначены для сигнализации об автоматической защитной коммутации APS (automatic protection switching) и выполняют следующие функции.

- Биты 5, 7 и 8 байта K2 устанавливаются в «1» для передачи сигнала индикации тревоги (AIS) на мультиплексной секции. Если эти биты распознаются как «1» после дескрембирования 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 FERG.

устанавливая комбинацию «110» в битах 6, 7 и 8 байта K2. Это позволяет 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 переключиться 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 проходящего 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 BIP-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.

Трастовые заголовки POH присоединяются к контейнерам C. Вместе они образуют виртуальные контейнеры VC, которые переносятся по трактам сети как неделимые 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 назначения, приведенное в табл. 7.7.

Байт J1 используется для передачи идентификатора точки международного доступа, который представляет собой строку символов в код 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 BIP-8. Вычисляется для всех байтов предшествующих VC до шремблирования. Вычисленное значение помещается в данный байт перед шремблированием (см. § 7.6).

Таблица 7.7

L1	Трассировка тракта	Байты для основной сети, их функции не зависят от нагрузки
B3	ВР-8	
C2	Сигнальная метка	
G1	Состояние тракта	
F2	Канал пользователя тракта	Байты, специфичные для типов нагрузки
H4	Индикатор срабатывания	
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 шестнадцатеричной системе счисления являются:

- 00 – тракт УС не установлен (не оборудован). Это состояние используется для предотвращения ложной сигнализации об аварии;
- 01 – тракт УС 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 – УС-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 FDD;
- 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 PON, который передается в обратном направлении.

В этом байте биты 1 – 4 предназначены для передачи FEFE – числа ошибок, обнаруженных с помощью ВР-8. Допустимые значения от 0 до 8. В нормальных условиях значения, превышающие указанные пределы, не должны генерироваться. Появившиеся 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-

находился в активном состоянии «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 сверцикла. Он используется в случае перераспределения нагрузки между несколькими кадрами. Показывает, какой цикл (кадр) из сверцикла присутствует в данном виртуальном контейнере. Например, на рис. 7.11 показано, что указатель TU-12 распределен между четырьмя кадрами VC-3M, составляющими сверцикл, и передается за 4 кадра VC-3M. Посредством байта H4 можно установить, какая часть указателя должна обрабатываться в данный момент. Этот байт также используется при обработке целых контейнеров и структур, передающих ячейки ATM (см. подразпараграф 7.3.3).

Байт K3 обеспечивает сигнализацию автоматического переключения на резерв (APS). В нем используются биты 1 – 4.

Байт M1 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 сверцикла (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 сверцикле, включая байты PОН, но не включая байты указателя PTR TU-12. 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 некорректности (RFI), если в данном пункте отсутствуют сигналы о некорректности 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 0151	1	1	0
Сигнал AIS (VC-AIS)	1	1	1

В бите 8 на датный 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 трисловых 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 заголовок.

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 различных переданных и принятых кодовых слов позволяет судить о качестве передачи по данной секции или тракту. Сказанное иллюстрируется рис. 7.15.

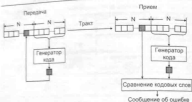


Рис. 7.15. Принцип обнаружения ошибок

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 ВР- N .

Использование кода ВР- N заключается в следующем. Средний 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 ВР- 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 ВР. 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 объема информации, проверяемых на четность) достоверность проверки методом ВР возрастает. В общем случае этот метод пригоден для обнаружения ошибок, вероятность появления которых невелика, что и характерно для трактов и секций СЦТС.

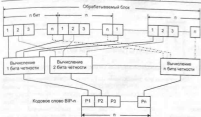


Рис. 7.16. Формирование кодового слова ВР-п

На рис. 7.14, приведенном ранее указаны участки, на которых осуществляется проверка на наличие ошибок методом ВР. 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 ВР.

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 входа 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 стандартизован на международном уровне и может быть представлен в виде обобщенной функциональной схемы, которая включает в себя стандартные функциональные блоки и стандартные точки, через которые проходят стандартные сигналы. В дальнейшем, при рассмотрении функций мультиплексора, в соответствии с европейскими стандартами, будем считать, что к трактам высокого уровня относятся 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 функций 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 позднее 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

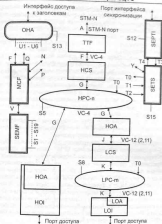


Рис. 8.1. Обобщенная функциональная схема мультиплексора

OHA – доступ к заголовкам; TTP – транспортный терминал; SEMP – физический интерфейс тактового генератора; SETS – тактовый генератор; MCF – передача сообщений; HCS – дистанционный контроль соединений трактов высокого уровня; HPC-n – переключение трактов высокого уровня; SEMP – управление оборудованием; HOA – обходы виртуальных контейнеров высокого уровня; LCS – дистанционный контроль соединений трактов низкого уровня; LPC-m – переключение трактов низкого уровня; HOI – интерфейс тракта высокого уровня; LOI, LOA – интерфейс тракта низкого уровня

входит обработка секционного заголовка SON и указателя (указателя) PTR AU. Далее расположен блок HCS – его функцией является дистанционный контроль соединений трактов высокого уровня.

Блок HPC-p представляет функцию переключения трактов высокого уровня. Аппаратно функция переключения трактов высокого уровня коммутационное поле мультиплексора реализуется так, что в 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 (соответствующим 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 – функция 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 RSON и P – для подключения к каналу передачи данных байтами D4 – D12 секционного подзаголовка MSON.

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 SEPT1. Информация о статусе синхронизации (байт S1 заголовка SOH) поступает в TTF через точку Y.

Функциональная схема мультиплексора содержит также блок OHA – функцию доступа к заголовкам. Его основное назначение – организация служебной связи посредством байтов E1, E2 и F1 сессионного заголовка SOH и байтов F2, N1 и N2 трактового заголовка POH. Блок OHA 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.

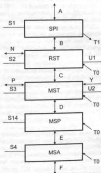


Рис. 8.2. Функциональная схема транспортного терминала TTF

Основное назначение функции RST – окончания регенераторной секции, прием и генерация подзаголовка RSON. При этом осуществляется цикловая синхронизация, а также сжимирование сигнала на передаче и дежимирование 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 BIP-8 (подробнее о функциях контроля см. гл. 14).

Функция MST – окончания мультиплексной секции, осуществляет прием и генерацию секционного подзаголовка MSON. На этом уровне контролируется появление ошибок в сигнале методом BIP-24.

Следующая функция, входящая в блок TTF, функция MSP – резервирования мультиплексной секции, обеспечивает возможность отпадения сигнала на другую линейную систему для целей резервирования. С этой целью здесь производится обработка байтов автоматического переключения на резерв (K1 и K2 MSON).

Заканчивается блок функций транспортного терминала функцией MSA – адаптацией 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 опорных. На приеме указатели анализируются с целью определения положения первого байта виртуального контейнера (байт J1 PON) 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 HPT – окончания тракта высокого уровня, генерация на передаче и извлечение на приеме трактового заголовка PON. 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 HOA на рис. 8.1). Функция адаптации тракта высокого порядка HPA-n/m обеспечивает

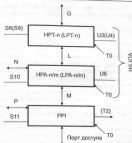


Рис. 8.3. Функциональная схема интерфейса тракта высокого (низкого) уровня H(L)OI

формирование и разборку виртуальных контейнеров порядка n с использованием контейнеров меньшего уровня m . Контейнеры низких уровней на передаче формируются в соответствующие структуры нагруженных блоков TU, которые на приеме расформируются. Следовательно, данная функция обеспечивает также генерацию и обработку соответствующих указателей (PTR TU). Для левой встав (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 взаимодействие 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

передается в блок тактового генератора SETS через эталонную точку T2. Однако такие сигналы для синхронизации используются редко.

Функциональная схема дистанционного контроля соединенных трактов HJCS представлена на рис. 8.4. Блок HCS (LCS) – дистанционного контроля соединенных 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 несоборудованного 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 BIP-8 (байт B3). 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.

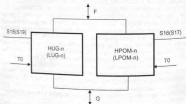


Рис. 8.4. Функциональная схема дистанционного контроля соединенных трактов HJCS

Поскольку функции блока НСБ (LCS) дублирует некоторые операции функций 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. Конфигурация многих мультиплексоров можно изменить 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 АЦ-4. В международных рекомендациях такая конфигурация определена как регенератор.

Однако, в общем случае, функцию регенератора может выполнить более простая конфигурация, состоящая из двух блоков, содержащих



Рис. 8.5. Конфигурация мультиплексора-транслатора

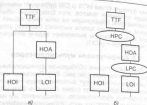


Рис. 8.6. Конфигурации терминальных мультиплексоров:
а – без функций коммутации, б – с функциями коммутации

функции SPI и RST, и соединённых между собой в эллановой граве C (см. рис. 8.2).

На рис. 8.6,а представлена конфигурация терминального (оцененного) мультиплексора, обеспечивающего простую функцию группирования, 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-декоммутаторов, отличающиеся отсутствием (а) или наличием (б) функции коммутации потока высокого уровня (HPC). Такие мультиплексоры обеспечивают возможность объединения нескольких потоков STM-N в один поток STM-N более высокого уровня. Наличие функции коммутации и счёт перераспределения потока 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 два возможных конфигурации таких мультиплексоров. Первая из них (рис. 8.8,а) обеспечивает доступ к составляющим проходящего потока STM-N

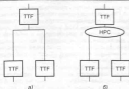


Рис. 8.7. Конфигурации мультиплексоров-концентраторов: а – без функций коммутации, б – с функциями коммутации

через планарные интерфейсы низкого уровня. Функция HPC может либо использовать сигналы УС-4,3 в сигнале STM-N в качестве окончательной нагрузки в данном пункте, либо объединить их для дальнейшей передачи.

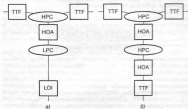


Рис. 8.8. Конфигурации мультиплексоров ввода-вывода: а – с планарным интерфейсом доступа, б – с оптическим интерфейсом доступа

Она также позволяет адресовать 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 исходные контейнеры высокого уровня. Функция LPC позволяет также направлять генерированные в этом пункте контейнеры VC-2,1 на любые позиции исходных контейнеров VC-3, 4.

Наиболее сложными (и дорогими) являются мультиплексоры – кросс-коннекторы (аппаратура оперативного переключения АОП), 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 блока 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 блока TTF и HOI 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 функций сборки контейнеров HOA. Представление контейнеров низкого уровня к функциям LPC осуществляется с помощью блока функций интерфейса тракта низкого уровня LOI. Заметим, что как в конфигурации АОП, так и в других, управление функциями соединения трактов осуществляется с помощью функции управления оборудованием SEMF.

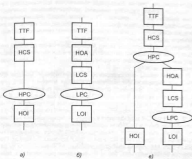


Рис. 8.9. Конфигурация аппаратуры оперативного переключения: а – с кроссовым соединением контейнеров высокого уровня; б – с кроссовым соединением контейнеров низкого уровня; в – с кроссовым соединением контейнеров высокого и низкого уровней

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 основных модулей изменять конфигурацию мультиплексора в соответствии с конкретными задачами и, главное, наращивать его возможности по мере развития сети. Следует отметить, что модульные

мультиплексоров, при их очевидных технических достоинствах, относительно дороги, поэтому широкое распространение получают также «мелкие» мультиплексоры. Последние имеют некоемнению более простое и минимальное функций, например, из них исключаются конфигурации и минимизация функций, например, из них исключаются функции соединения трактов (кросс-соединения), 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% «горячий» резервом. Этот блок реализует функции соединения трактов высокого и низкого уровней НРС-п и LPC-т (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 простым. 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 функций 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

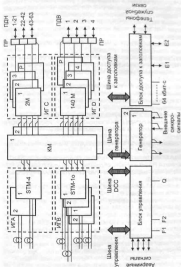


Рис. 8.10. Пример структурной схемы спаренного мультиплексора с двойной интерпретацией

поток 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 поступающим 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 демultipлексируется 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 (138264 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 трастовый заголовок POH. Таким образом, сигналы потока доступа преобразуются в сигналы VC-4. Дальнейшее преобразование аналогично преобразованию в блок 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 (синхрон-

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 осуществляется 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. Подробные 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 интерфейсы 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 энерго-независимой памяти блока управления, загружаются в другие блоки мультиплексора. Если блок управления заменяется на новый, то предварительно данные запуска параллелизуются 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 вышних уровней системы управления данной сетевой структурой.

Блок генератора обеспечивает все блоки мультимплексора соответствующими тактовыми сигналами. Блок может работать в различных режимах: принудительной (внешней) синхронизации, а также в режиме свободных колебаний и режиме удержания. Подробные 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 мультимплексорах 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 SON-синхронных модулей различных направлений.

Кроме перечисленных выше блоков, синхронный мультимплексор обязательно содержит блок вторичных источников питания, который резервируется по схеме 1+1.

Конструктивно мультимплексоры обычно помещаются в стандартных стойках европейского и американского стандартов. Весьма распространенным типом является стойка ET5300119 Европейского института стандартов размерами 2200×600×300 мм. Приведенная на рис. 8.10 конфигурация соответствует так называемой базовой полке, имеющей высоту 500 мм. Блоки выполняются на стандартных печатных платах 233×220 мм и устанавливаются в slots (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 такой же высоту 500 мм. Таким образом, на данной стойке может быть размещено два полностью укомплектованных модульных мультимплексора. Кроме того, на стойке должны быть установлены соответственно два блока вторичных источников питания.

В заключение следует отметить, что конструктивно мультимплексоры различных производителей могут заметно отличаться. В частности, Европейский институт стандартов устанавливает также размеры стоек с высотами 2000 и 2600 мм и глубиной 600 мм.

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, наконец, сеть управления телекоммуникациями. Транспортная сеть, согласно современным положениям, принятым в большинстве развитых стран, реконструирующая свои сети на базе СЦТС, должна иметь трехуровневую иерархическую архитектуру. Каждый уровень транспортной сети строится из элементарных (топологических) структур. Важнейшим из них являются линейные, звездные, кольцевые и ячеистые структуры.

Линейные структуры или структуры «точка-точка» показаны на рис. 9.1. Переход из них (см. рис. 9.1,а) представляет соединение двух конечных (терминальных) мультиплексоров. Соединительная линия СП обычно четырехволновая, два волокна обеспечивают основное соединение, а два – резервное. Двухволновые 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 конечными мультиплексорами устанавливаются один или несколько регенераторов (транслаторов), обеспечивающих восстановление сигналов. Как было показано ранее (см. § 8.2), конфигурация транслятора представляет собой два транспортных терминала TTF соединенных между собой через блок HOA (на уровне потока VC-4).

Одна из наиболее часто встречающихся линейных структур – линейная сеть ввода-вывода изображена на рис. 9.1,в. В этой структуре два мультиплексора являются конечными, а все промежу-

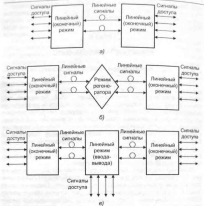


Рис. 9.1. Полные структуры:

а – «Точка-точка»; б – «Точка-точка» с регенератором; в – «Точка-точка» с входом-выходом

жучковые – 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 транзит*. 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.

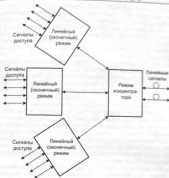


Рис. 9.2. Структура «звезда» (структура концентратора)

На рис. 9.2 показана структура «звезда» (структура концентратора). В этом случае несколько оконечных мультиплексоров 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). Мультиплексоры, которые применяются в кольцевых структурах, являются мультиплексорами ввода-вывода (МВВ). Однако, ввиду отличия некоторых функций мультиплексоров в кольцевых

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 применяется 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 осуществляются 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 повидному будут стираться.

На сети СДМ выполнение функций по оперативному переключению может производиться с помощью встроенных устройств, имеющихся 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. Там 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 вход и переключение потоков.

АОП типа 4/4 может обрабатывать сигналы всех уровней СДМ, во всяком случае STM-1, STM-4 и STM-16 (155, 622 Мбит/с и 2,5 Гбит/с соответственно), а также псевдосинхронные сигналы 140 Мбит/с. Переключение производится на уровне VC-4.

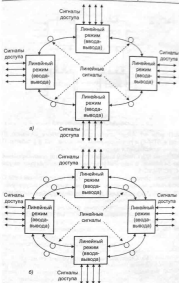


Рис. 9.3. Кольцевые структуры:
а – двухуровневая; б – четырёхуровневая

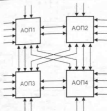


Рис. 9.4. Ячеистая структура

АОП типа 4/1 имеет порты для синхронных сигналов STM-1 (энода и STM-4) и плезиохронных 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 плезиохронных 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 устанавливаются 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, внутризонных) сетей, каждая из которых охватывает определенную территорию. Узлы этих сетей обмениваются потоками не только на уровне VC-4, но и более мелких, например, VC-12. Поэтому в узлах среднего уровня используется АОП 4/1, а также MSB. Важнейшие узлы этого уровня соединяются с одним или не-

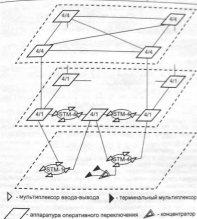


Рис. 9.5. Архитектура транспортной сети СЦТС

оковыми узлами верхнего слоя. Структура соединительных сетей может быть и кольцевой, и решетчатой. По линиям обычно организуется 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 МББ 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 СЦМ должна предусматривать обеспечение их надежности и живучести несмотря на то, что сама по себе аппаратура СЦМ 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 СЦМ; деление сети СЦМ на независимые функциональные слои; возможность мультиплексоров и АОП. Опиленные обстоятельства привели к концепции построения так называемых самовосстанавливающихся (самозалечивающихся) сетей на основе СЦМ. Ее суть – создание сети, которая при выходе из строя отдельных элементов способна сохра-

нять или автоматически восстанавливать в короткое время нарушенный сеанс 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 $M:m$, где M – число рабочих блоков, m – число резервных блоков (обычно $m = 1$, $N = 1 \dots 16$).
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 $M:m$ используется m резервных блоков на N работающих. Например, в случае резервирования интерфейсных карт каналов доступа (см. рис. 8.10) по схеме $M:1$ 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 $M:1$ 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

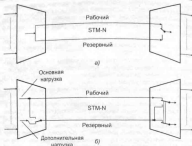


Рис. 9.6. Защита секции по разнесённым трассам:

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 мультитрассовой 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 поток данных переключается только по одному из них, в котором произошёл 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 сбое на одном направлении в секции схема защиты переключает оба направления передачи на резервные, т.е. переключается секция це-

гивом, 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. Дуплексное переключение позволяет передавать дополнительный трафик по каналам защиты.

Первые два метода восстановления работоспособности применяются для сетей любых топологий.

Третий метод, наиболее распространенный в сетях СЦТ, использует кольцевую топологию. Для организации кольца может использоваться как два волокна (двойное кольцо), так и четыре волокна (четверное 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 мультимплексоров обычно дают возможность организовать обходной путь, позволяющий пропускать агрегатный поток мимо мультимплексора 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 обоя 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).

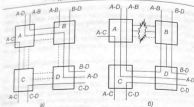


Рис. 9.7. Сеть на основе АОП.
а – в нормальном режиме; б – в аварийном режиме;
— — — разрывные емкости

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 комплексы 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.д.

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 СЦТС. Рассмотрим важнейшие из них. На рис. 9.8 представлено однонаправленное двухволновое 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 сигналы могут вводиться/выводиться в сигнал STM-N или переключаться на все трассы виртуальных контейнеров. При разрыве одного из путей принимаются сигналы, прошедшие по резервному направлению. Такой способ защиты аналогичен ранее рассмотренному способу защиты секция 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,

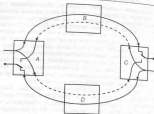


Рис. 9.8. Однонаправленное двухволоконное кольцо

— основное направление; ---- резервное направление

если, например, между узлами A и B по кратчайшему расстоянию передается некоторый поток, то копии этого потока должны поступать от узла A к узлу B через узлы D и C. Поэтому данный способ применяется в кольцах, с небольшим количеством мультиплексов (обычно не более 3 – 5) или для защиты выделенной средней подсети. В последнем случае вместо мультиплексов B и D на рис. 9.8 предполагаются некоторые произвольные структуры подсети, через которые и осуществляется основное и резервное соединение мультиплексов A и C.

В двухволоконном двунаправленном кольце (см. рис. 9.8) как и то же волокну 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 (B-C) и использование длинного пути (лежащего внашем замыкании звена B-C) 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-

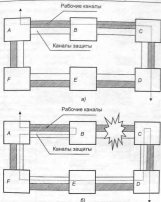


Рис. 9.9. Развернутое двунаправленное двуволоконное кольцо:
а – нормальное состояние; б – аварийное состояние

водит переключению связей (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 СВ в каждом пролете (а значит и в кольце в целом). Таким образом, образуется два двунаправленных двуволоконных кольца. Такая схема позволяет разместить в синхронном

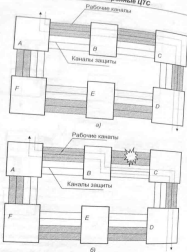


Рис. 9.10. Резервирование четырехканального двунаправленного кода
 а – нормальное состояние; б – аварийное состояние

модуле 100% (а не 50%, как в 2-волновой схеме) каналов, что соответствует полной емкости канального оборудования, определяемой используемым уровнем STM-N. Схема сброса трафика на структуру каналов упрощается, учитывая, что теперь заголовки мультиплексных секций рабочих и защитных каналов полностью

разделены, так как сами каналы передаются по отдельным оптическим волокнам.

Применение 4-волоконной схемы (в кольцевой, явистой или линейной сети) позволяет, кроме прочего, использовать в качестве защитного переключения не только переключение колец, но еще и переключение перекрытий (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 двенаправленным (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 СЦМ, связанными между собой. Существуют две схемы взаимодействия колец – соединение одним узлом и соединением двумя узлами каждого кольца.

Соединение одним узлом имеет единственную точку отказа там, где соединяются кольца. При этом можно обеспечить защиту мультиплексной 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 защищенной соединением выражается 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 специального протокола переключения на резерв.

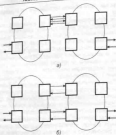


Рис. 9.11. Соединение кольцевых структур:
а – в одной точке; б – в двух точках

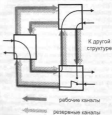


Рис. 9.12. Интерфейс соединения сетевых структур в двух точках

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).

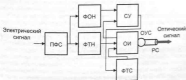


Рис. 9.13. Передающий оптический модуль

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.

Спектр излучения светодиода близок 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.

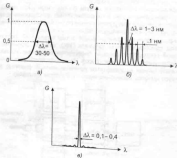


Рис. 9.14. Спектральные характеристики излучателей:
а – инжекционного светодиода; б – многомодового лазера;
в – одномодового лазера

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. подразпараграф 9.3.2). Относительно широкий спектр излучения светодиодов приводит к большой хроматической дисперсии передаваемых сигналов, что требует соответственно сужения длины секции (см. подразпараграф 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 шарнирную линзу, поступает на разъёмный соединитель РС и далее в оптическое волокно. На выходе ПОМ в некоторых случаях (см. подразпараграф 9.3.3) может быть установлен оптический аттенуатор.

Некоторые ПОМ плезмохронных 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 ФН устанавливается блок амплитудного модулятора, на который и поступают сигналы ТО от системы управления. В СЦТС этот способ не

применяются 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.

Примемый 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 рпн-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 МФС и подается на аттенуатор Атт системы автоматического регулирования, который осуществляет необходимое изменение коэффициента передачи тракта – оптическое волокно – ПрОМ. Промежуточный усилитель ПУс, включаемый после аттенуатора, 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.

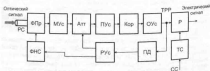


Рис. 9.15. Приемный оптический модуль

С выхода ОУс сигнал поступает также в систему автоматического регулирования, которая состоит из пикового детектора ПД и регулирующего усилителя РУс. Детектированный сигнал стабилизируется (интегрируется), усиливается усилителем РУс и подается на аттенуатор 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 входе и выходе 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 ПППУ, например использованием 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 ПППУ.

Преимущественное распространение получили усилители на примесном волокне EDFA. Эти усилители в настоящее время являются одним из основных устройств в технологиях фотонных сетей. Активной средой усилителя является отрезок одномодового волокна, сердечник которого легирован 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 индуцированно 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 обоих длин волн соответствует уровням энергии возбужденных ионов и хорошо поглощается волоном, 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 тесным образом со спонтанным излучением инверсионно-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.

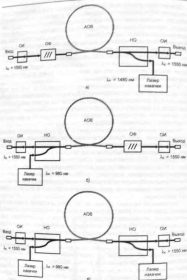


Рис. 8.17. Схемы оптических усилителей на полимерном волокне:
 а – усилитель мощности (выходной усилитель); б – входной (матричный) усилитель; в – промежуточный усилитель

На рис. 9.17 излучение от лазеров накачки вводится в активное оптическое волокно (АОВ) посредством направленных ответвителей (НО). Оптическое изолятор (ОИ) препятствует прохождение сигнала во встречном направлении. Это может быть усиленная спонтанная эмиссия или остаток волны накачки. Оптический фильтр ОФ предназначен для подавления флуоресценционной 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 шумов (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 уровней приема в отдельных трактах и, как следствие, к снижению в них качества передачи. В настоящее время разработаны усилители на фтор-цирконатном волокне, также легированном erbium, 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).

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 стандартизованные 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 ОИИ определяются ориентировочно подходящий код (или коды) интерфейса и рекомендация МСЭ-T, которой должно соответствовать оптическое волокно (ОВ). Выпускаемые промышленностью оптические волокна, как правило, имеют параметры не ниже соответствующих параметров, указанных в рекомендациях МСЭ-T 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 рекомендациях МСЭ-T G.957. Остановимся сначала на краткой характеристике оптических волокон.

Для характеристики оптической секции достаточно определить такие параметры ОВ, как коэффициентное затухание α , 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 коэффициентного затухания оптического волокна. Эта характеристика получена на основе данных, представленных производителями ОВ, и учитывает допуски, связанные с производством кабеля, со трением 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 анутристанционных (F-N) и коротких секций (S-N^x).¹ Т.е. в этих диапазонах должны находиться

¹ В настоящее время МСЭ-T утверждает 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)
В – диапазон	1460... 1530 нм	Коротковолновый (Short wavelength)
С – диапазон	1530... 1565 нм	Стандартный (Conventional)
Л – диапазон	1565... 1625 нм	Длинноволновый (Long wavelength)
U – диапазон	1625... 1675 нм	Сверхдлинноволновый (Ultra-long wavelength)

Глава 9. Транспортная сеть СЦТС

длины волны передатчиков той аппаратуры, которая будет выбираться для данных кодов применения.

Таблица 9.1

Коды применения для секций без оптических усилителей (МС3-Т, рекомендации G.657)

Использование		Внутри станции	Между станциями				
			Короткая секция		Длинная секция		
Номинальная длина волны источника, нм		1310	1310	1550	1310	1550	
Тип волокна (Рек. МС3-Т)		G.652	G.652	G.652	G.652	G.652, G.654	G.653
Расстояние, км		≤2	≤15		≤40	≤80	
Уровни СЦТ	STM-1 STM-4 STM-16	Обозначения кодов					
		I-1	S-1.1	S-1.2	L-1.1	L-1.2	L-1.3
		I-4	S-4.1	S-4.2	L-4.1	L-4.2	L-4.3
		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 линейный коэффициент потерь (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.

Такими значениями километрического затухания обладают стандартные одномодовые волокна, отвечающие рекомендациям G.652 МС3-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 удельного 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-

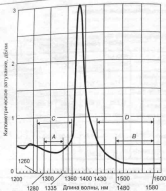
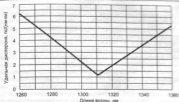


Рис. 9.18. Типовая спектральная характеристика километренного затухания оптического волокна

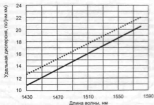
трапезная характеристика удельной хроматической дисперсии для этого случая (сплошная линия).

Хотя значения удельной дисперсии в этом диапазоне значительно больше, но не превышают величины 21 пс/(нм·км). Позднее были предприняты усилия по улучшению параметров рассмотренного волокна в диапазоне 1550 нм. Для новых волокон была принята рекомендация G.654 MCS-T, в которой указывалось, что волокна эти предназначены для эксплуатации в диапазоне 1550 нм, на этой длине волны километренное затухание не превышает 0,22 дБ/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. Максимальные значения удельной дисперсии в диапазоне:
а – вблизи 1310 нм; б – вблизи 1510 нм;

— — для ОВ по рек. G.652 МСЗ-Т; ---- — для ОВ по рек. G.654 МСЗ-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

потерь сведены в диапазон 1550 нм. Параметры этого волокна определены рекомендацией G.653 МСЭ-Т. Характеристика оптического 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 линиях большой протяженности. Однако, с появлением оптических усилителей, способных усиливать и многоканальные оптические сигналы, выяснилось, что длина волны нулевой дисперсии λ_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, проявляется в виде резкого возрастания шума при распространении многоканального сигнала. В связи с этим были разработаны волокна, у которых значения λ_0 оказываются смещенными за пределы диапазона, занимаемого многоканальным сигналом. Параметры этих, относительно дорогих волокон, называемых однодольными оптическими волокнами с ненулевой смещенной дисперсией, приводятся в рекомендации G.655 МСЭ-Т. Их применение рационально на секциях с многоканальными ЦТС или на секциях, где такие системы предполагается устанавливать. В большинстве случаев километрическое

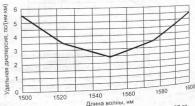


Рис. 9.20. Максимальное значение удельной дисперсии СВ по рекомендации G.653 МСЭ-Т

затухание этих волноводов 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 сначала параметры, определяющие длину секции в зависимости от потерь.

Уровень излучаемой мощности определяется как уровень средней мощности оптического сигнала, измеренный на выходе передатчика. При этом указывается максимальный $P_{\text{вых макс}}$ и минимальный $P_{\text{вых мин}}$ уровни мощности оптического излучения на передаче. Разница между этими уровнями учитывает допуски для работы при нормальных условиях эксплуатации, деградацию оптического соединения передатчика с линией, точность измерений и процессы старения.

Уровень чувствительности приемника $P_{\text{пр мин}}$ соответствует минимальной оптической мощности на входе, при котором обеспечивается коэффициент ошибок $1 \cdot 10^{-10}$. Уровень чувствительности определяется для наилучших 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 спlices, максимального влияния флуктуационных шумов передатчика.

Диапазон перекрываемого затухания определяется как диапазон между максимальным и минимальным значениями затухания тракта между выходом передатчика и входом приемника. Максимальное зна-

чение перекрываемого затухания $A_{\text{перкр}}$ равно разности $P_{\text{перкр макс}} - P_{\text{перкр мин}}$ с учетом наибольшего значения суммарных потерь, вносимых разъемом, сварочным и другими пассивными элементами, включенными между передатчиком и приемником, а также с учетом дополнительных потерь оптического тракта и запаса $A_{\text{зап}}$, учитывающего уменьшение амплитуд принимаемых импульсов из-за дисперсии.

Максимальное значение перекрываемого затухания $A_{\text{перкр}}$ определяется как разность между максимальной мощностью 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 максимальную допустимую величину километрических потерь оптического волокна ($\alpha_{\text{волок}} = A_{\text{перкр}}/L_{\text{с}} \text{ дБ}$, где $L_{\text{с}}$ – длина секции), или максимальную и минимальную допустимые длины секции, если выбран кабель с определенным километрическим затуханием ($L_{\text{с макс/мин}} = A_{\text{перкр макс/мин}}/\alpha \text{ км}$).

В качестве примера определим максимальную и минимальную длину оптической секции, оборудованной мультиплексорами четвертого уровня SLM R2 производства фирмы Siemens.

На секции предполагается использовать кабель со стандартными оптическими волокнами, соответствующими рекомендации G.652 MC3-T. Код применения L-4.2. Согласно техническим данным мультиплексора имеем: $P_{\text{перкр макс}} = 0 \text{ дБм}$, $P_{\text{перкр мин}} = -3 \text{ дБм}$, $P_{\text{пр макс}} = -8 \text{ дБм}$, $P_{\text{пр мин}} = -36 \text{ дБм}$, $A_{\text{зап}} = 1 \text{ дБ}$.

В этом случае:



Рис. 9.21. Диаграмма уровней оптической секции

$$A_{\text{перкр}} = P_{\text{перкр макс}} - P_{\text{пр макс}} - A_{\text{зап}} = -3 - (-36) - 1 = 32 \text{ дБ}.$$

$$A_{\text{зад}} = P_{\text{сигн макс}} - P_{\text{гр макс}} = 0 - (-8) = 8 \text{ дБ.}$$

(В техническом паспорте указано соответственно 32 дБ и 10 дБ.)
Стандартное волокно в диапазоне 1550 нм должно иметь километрометрическое затухание не более 0,3 дБ/км. Таким образом, $L_{\text{с макс}} = -A_{\text{зад}} / \alpha = 32 / 0,3 = 106,67 \text{ км}$, а $L_{\text{с мин}} = A_{\text{зад}} / \alpha = 10 / 0,3 = 33,33 \text{ км}$. Заметим, что если по каким-либо причинам это оборудование использовалось бы на более короткой секции, чем $L_{\text{с макс}}$, то на выходе передатчика необходимо было бы установить оптический аттенуатор, дополняющий затухание тракта до значения не менее $A_{\text{зад}}$.

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 рп-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 $D_{\text{сум}}$, то максимально допустимая длина секции может быть определена, как $L_{\text{с макс}} = |D_{\text{сум}}| / |D|$, 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-T:

$$L_{\text{с макс}} = c \cdot 10^8 / (B \cdot D \cdot \Delta\lambda),$$

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 c принимает равной значению:

– 0,306, если источником является светодиод или одномодовый лазер, а дополнительные потери в тракте составляют 1 дБ;

- 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 $\Delta\lambda_{\text{из}}$ на уровне –20 дБ. В этом случае среднеквадратическую ширину спектра в вышеприведенной формуле можно считать равной $\Delta\lambda = \Delta\lambda_{\text{из}} / 6,07$.

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 MC3-T указывается, что данная величина должна учитывать особенности передатчика, но значения этой величины не приводятся. Стандартное волокно (см. рис. 9.18,б) имеет удельную дисперсию в диапазоне 1550 нм не более 21 пс/нм·км). Очевидно, $L_{\text{max}} = 3500 / 21 = 166,67$ 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 MC3-T. Необходимые для этого параметры мультиплексора следующие: $B = 622080$ кбит/с, $\Delta\lambda_{\text{из}} = 0,5$ нм, лазер – одномодовый, следовательно, $\varepsilon = 0,308$. Определим вначале среднеквадратическую ширину спектра излучения

$$\Delta\lambda = \Delta\lambda_{\text{из}} / 6,07 = 0,5 / 6,07 = 0,0824 \text{ нм}.$$

Тогда допустимая длина секции, исходя из дисперсии, составит:

$$L_{\text{max}} = \varepsilon \cdot 10^6 / (B \cdot D \cdot \Delta\lambda) = 0,308 \cdot 10^6 / (622,080 \cdot 21 \cdot 0,0824) = 284,36 \text{ км},$$

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 MC3-T, 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 максимальных искажений сигналов в трактах, построенных на основе как одномодовых, так и многомодовых оптических волокон. Некоторые материалы из [16] приведены в Приложении 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. МСЗ-Т)	G.652	G.652	G.652	G.652	G.652	G.653
Уровни СЦМ	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. МСЗ-Т)	G.652	G.652	G.653	G.652	G.652	
Уровни СЦМ	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 ЦТС с оптическими усилителями. Стандартные коды применения для таких секций даны в табл. 9.2.

Как видно из табл. 9.2, по сравнению с кодами применены 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 Mbit/s) 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 высокие значения 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 PdU (мощности), усилители приема PrU и промежуточные усилители (линейные усилители Lu). Параметры этих усилителей регламентированы в рекомендации G.662 MC3-T. Там же определены два типа подсистем: передатчик со встроенным усилителем мощности PdOU и приемник со встроенным малошумящим усилителем PrOU. Все эти виды аппаратуры в настоящее время выпускаются серийно.

Оценим результаты использования оптических усилителей в одноканальных ЦТС 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, предполагает использование диапазона 1550 нм и стандартного оптического волокна (рекомендация G.652 MC3-T) 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:

$$P_{\text{пер макс}} = -2 \text{ дБм}, P_{\text{пр макс}} = -28 \text{ дБм} \text{ и } A_{\text{св}} = 2 \text{ дБ}.$$

В этом случае получаем:

$$A_{\text{макс}} = P_{\text{пер макс}} - P_{\text{пр макс}} - A_{\text{св}} = -2 - (-28) - 2 = 24 \text{ дБ},$$

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 $\Delta A = 3 \text{ дБ}$. Таким образом, для кода V-16.2 имеем

$$A_{\text{макс}} = P_{\text{пер макс}} - P_{\text{пр макс}} - A_{\text{св}} - \Delta A = +10 - (-28) - 2 - 3 = 33 \text{ дБ}.$$

Очевидно, максимальная длина секции в этом случае будет равна $L_{\text{с макс}} = 33 / 0,3 = 110 \text{ км}$.

Код применения U-16.2 предполагает помимо использования усилителя передачи включение усилителя приема ПрУ, который существенно уменьшает минимальный уровень приема. Для большинства усилителей приема $P_{\text{пр макс}} = -36 \text{ дБм}$ (с учетом помех, вносимых усилителем передачи). Дополнительные помехи, которые усилитель приема вносит в тракт передачи, можно учесть увеличением минимального уровня приема на величину, равную $\Delta A = 20 \lg(1 + N)$, где N – число усилителей в тракте. Таким образом, для кода U-16.2 без промежуточных усилителей, имеем:

$$A_{\text{макс}} = P_{\text{пер макс}} - P_{\text{пр макс}} - A_{\text{св}} - 20 \lg(1 + N) =$$

$$= +10 - (-36) - 2 - 20 \lg(1 + 1) = 38 \text{ дБ}$$

$$L_{\text{с макс}} = 38 / 0,3 = 127 \text{ км}.$$

Определим теперь длину секции для кода применения U-16.2 с m промежуточными усилителями ПУ. Очевидно, что в этом случае

$$A_{\text{макс}} = [P_{\text{пер макс}} - P_{\text{пр макс}} - A_{\text{св}} - 20 \lg(1 + N)] K,$$

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 ПУ)

$A_{\text{мин}} = 34,46 - 2 \text{ дБ}$, $L_{\text{с мин}} = 115 - 2 = 230 \text{ км}$;

для трех участков (двух ПУ)

$A_{\text{мин}} = 31,96 - 3 \text{ дБ}$, $L_{\text{с мин}} = 107 - 3 = 321 \text{ км}$;

для пяти участков (четырех ПУ)

$A_{\text{мин}} = 28,44 - 5 \text{ дБ}$, $L_{\text{с мин}} = 95 - 5 = 475 \text{ км}$;

для восьми участков (семи ПУ)

$A_{\text{мин}} = 24,92 - 8 \text{ дБ}$, $L_{\text{с мин}} = 83 - 8 = 664 \text{ км}$.

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.

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 простой 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.

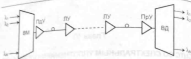


Рис. 10.1. Схема простой системы со спектральным уплотнением

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 сети 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 стандартизована 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 ЦТС (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 интерфейсными. Во втором случае на входы станции с волновым уплотнением поступают оптические сигналы от стандартных комплектов оборудования ЦТС различных типов с длинами волн λ_1 (серые оптические интерфейсы), которые преобразуются в волны с заданными длинами в специальных устройствах, называемых трансландерами. В этом случае системы носят названия полностью открытые. Трансландеры представляют собой устройства, которые преобразуют оптические сигналы, поступающие от обычных систем (имеющих «серые» интерфейсы), в спектрально-чистые и затем снова в оптические, но с длинами волн, соответствующими «цветным» интерфейсам.

Как в случае применения специальных комплектов оборудования ЦТС, так и при применении трансландеров необходимо нали-

чие высокочастотных 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.

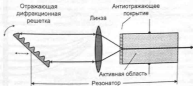


Рис. 10.2. Лазер с перестраиваемой длиной волны излучения

более эффективным с точки зрения отдачи выходной мощности, но обеспечивающим необходимую стабильность длины 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 пассивных направленных устройств, а потому могут использоваться как для мультиплексирования, так и для демультиплексирования оптических сигналов. На рис. 10.3 представлена конструкция такого мультиплексора с зеркальным отражающим элементом.

Рассмотрим его работу в режиме демультиплексирования. 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 массиву 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 сигнала от зеркальной поверхности, и световые потоки вновь собираются в волноводной пластине, где образуется картина пространственно разнесенных интерференционных максимумов, соответствующих разным каналам. Геометрия волновод-пластины и длины волноводов между пластиной и зеркалом выбираются так, чтобы интерференционные максимумы совпадали с выходными полосами.



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 высокоскоростным оптическим устройствам и в значительной степени определяют сложность 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 создается условия для нелинейного взаимодействия оптических сигналов: исходного, с длиной волны λ_0 , и сигнала от лазера накачки с длиной волны λ_n . При одновременном распространении этих сигналов внутри кристалла, происходит генерация сигнала с длиной волны λ_c , соответствующего продукту нелинейности второго порядка. Указанные длины волн связаны соотношением $1/\lambda_c = 1/\lambda_0 + 1/\lambda_n$. 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 $\lambda_n = \lambda_0 \cdot \lambda_c / (\lambda_0 + \lambda_c) = 1545,32 \cdot 1535 / (1545,32 + 1535) = 770,07$ нм.

Волновые мультиплексоры вносят значительные потери в тракты прохождения оптических сигналов, поэтому они используются совместно с оптическими усилителями, о которых было сказано выше (см. подразпараграф 9.3.2).

Напомним, что в окончательное 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 подане сигнала на вход усилителя (рис. 10.4). Добавление других канальных сигналов приводит к дальнейшему снижению мощности спонтанного излучения. Таким образом, необходимо чтобы

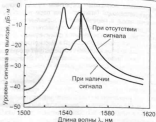
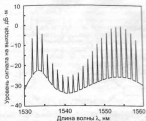


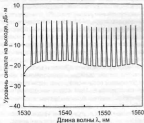
Рис. 10.4. Изменение спектра усиленного спонтанного излучения при подаче сигнала на вход усилителя

в мультимплексированном 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 (завышенном уровне мультимплексируемых 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 привнесенном волокне
а – кремниевая основа б – фтор-цирконатная основа

вы 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-

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 ошибку, делается попытка их исправления, после чего стандартный информационный поток поступает пользователю.

10.2. Параметры СЦТС 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 входов 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 преимущество одно и многоканальных оптических телекоммуникационных систем и возможность использования уже существующих оптических кабелей. В настоящее время стандартизован 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 мультимплексоров 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	*						1540,56
194,5	*	*					1541,35
194,4	*					*	1542,14
194,3	*	*		*	*		1542,94
194,2	*						1543,73

Частота, ТГц	Интервал между каналами при числе каналов n , ГГц						Длина волны, нм
	100 $n \geq 8$	200 $n \geq 4$	400 $n \geq 4$	500/400 $n = 8$	600 $n \geq 4$	1000 $n \geq 4$	
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 удвоенной тактовой частоты модулирующего сигнала. При передаче потока со скоростью 10 Гбит/с ширина полосы будет около 0,3 нм. Если учесть такую относительную нестабильность для

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 зоне 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 стандартизованы. 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 минимальный	+3,0 -5,0	+3,0 -5,0	+3,0 -5,0
2. Ширина спектра на уровне -20 дБ, при расстоянии между оптическими каналами, не более, ГГц: ≥ 200 ГГц 100 ГГц 50 ГГц	14,0 14,0 14,0	20,0 20,0 20,0	40,0 40,0 30,0

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 100 ГГц 50 ГГц	±20,0 ±10,0 ±10,0	±20,0 ±10,0 ±10,0	±20,0 ±10,0 ±5,0
6. Затухание отражения, не менее, дБ	24,0	24,0	24,0
Примечание. Значения параметров при расстоянии между оптическими каналами 25 ГГц округляются			

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 $K_{\text{сш}} = 10^{-15}$, не более, дБм	-23	-15	-12
2. Уровень перегрузки при $K_{\text{сш}} = 10^{-11}$, не менее, дБм	-8	0	0
3. Коэффициент отражения приемника, не более, дБ	-27	-27	-27

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 потеря между оптическими каналами, не более, дБ	-30,0	-
5. Отношение оптических сигналов 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: максимальный	-36,0	-36,0
3. Максимум различия уровней мощности в оптических каналах, не более, дБм	-15,0	-15,0
	2,0	2,0

Параметр	Точка нормирования	
	вход оконечного оборудования	вход промежуточного оборудования
4. Оптическая переходная помеха между оптическими каналами, не более, дБ	-27,0	-
5. Отношение оптических сигналов к шуму 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 отделения от основного потока группы каналов. Наконец, в табл. 10.9 приведены нормированные параметры мультиплексоров ввода/вывода.

Бесыма 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 C, 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	16,0 41,0	10, 30,0
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 суммарном 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 дБм. Перепад уровней приема или передачи при включении одного или всех каналов определяется наличием в аппаратуре системы подпитки (см. § 10.1).

Линейные усилители и усилители приема снабжаются обычно перестраивающимися 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, ATM, 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/демultipлексоров

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 точка от смежного оптического канала, не более, дБ	-30,0								
6. Крутизна переходной точки при максимальном числе действующих оптических каналов, не более, дБ	-25,0								
7. Коэффициент отражения на входе и выходе, не более, дБ	-30,0								
Примечания: 1. В зависимости от скорости цифрового сигнала в оптическом канале и расстоянии между оптическими каналами значения параметров по пп.3 и 5 таблицы могут быть обеспечены применением источников с внешней модуляцией лазеров 2. Значения параметров при расстоянии между оптическими каналами 20 ГГц сохраняются									

Таблица 10.8

Значения параметров двухканальных оптических мультиплексоров/демультиплексоров

1. Вносимое затухание, не более, дБ	0,5
2. Расстояние между каналами, не менее, дБ	25,0
3. Коэффициент отражения на входе и выходе, не более, дБ	-40,0

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 одновременном 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 отвечаемых/вводимых каналов, не более				
	4	8	16		
	Расстояние между оптическими каналами, ГГц				
	200	200	100	100	50
1. Отклонение центральной частоты оптического канала, не более, ГГц	±5,0				±3,0
2. Вносимое затухание для отвечаемых/вводимых оптических каналов, не более, дБ для транзитных каналов, не более, дБ	6,0 12,0	7,5 15,0	8,0 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 потеря 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 периодическая потеря при максимальном числе действующих оптических каналов, не более, дБ	-27,0				
7. Коэффициент отражения на входе и выходе, не более, дБ	-30,0				
Примечания:					
1. В зависимости от скорости цифрового сигнала в оптическом канале и расстояния между оптическими каналами значения параметров по пп.3 и 5 таблицы могут быть обеспечены применением источников с внешней модуляцией лазеров					
2. Значения параметров при расстоянии между оптическими каналами 25 ГГц указаны					

Как уже отмечалось в § 10.1, в мощных многоканальных системах в мультиплексруемые потоки могут дополнительно вводиться байты, позволяющие осуществлять самостоятельный мониторинг этих потоков и даже обнаруживать и устранять ошибки, возникающие 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. Сущ-

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 маршрутизации 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 осуществлять 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 располагает каналами передачи данных практически неограниченной емкости. На рис. 10.7 схематически изображено завоевание отдельных областей техникой 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. Применение 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) смещенных 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 повреждении. 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

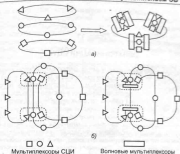


Рис. 10.8. Создание полностью (а) и частично совмещенных кольцевых структур (б)

в сетевых узлах выходов тех или иных оптических демультимплексоров с соответствующими входами мультимплексоров.

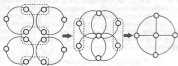


Рис. 10.9. Объединение кольцевых структур в ячеистую сеть на базе систем с волновым уплотнением

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.

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 псевдосинхронных 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 псевдосинхронной 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 псевдосинхронных сетях, заключается в обеспечении согласованности по частоте задающих генераторов цифровых устройств, работающих на сети. Однако если в псевдосинхронных 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, РАС) оказывается весьма высокой. В связи с

длам от одного ПЭГ синхронизируется значительный участок сети СЦТ, 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 (авто- ричными задающими генераторами, ВЗГ или блоками обеспечения синхронизацией, БСУ). 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

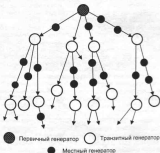


Рис. 11.1. Архитектура сети синхронизации

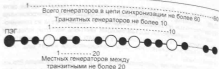


Рис. 11.2. Эталонная цепь синхронизации

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 ПЗГ, ко второму уровню принадлежат вторичные задающие генераторы ВЗГ, а к третьему – генераторы мультимплексов – 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 рядовое снабжение тактовыми последовательностями каждой направление передачи. Обычно такое устройство принимает опорный сигнал, выделенный из приходящего синхронного модуля STM-N, и формирует тактовые сигналы для всех блоков регенератора и во



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), являются внешними относительно мультимплексов устройствами. Они снабжаются системой подавления фазовых флуктуаций. Генераторы третьего уровня – генераторы мультимплексов (SEC или SETS), обычно имеют доступ ко многим источникам синхросигналов. Интерфейсы синхросигнала генератора мультимплексора 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 мультимплексора. В-третьих, это опорные сигналы, выделяемые из сигналов доступа, как синхронных (STM-1), так и псевдосинхронных (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 мультимплексора вырабатывает тактовые сигналы для всех блоков мультимплексора и может передавать синхросигнал на внешние выходы, например, для синхронизации других устройств сетевого узла.

В каждом мультимплексоре 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 мультимплексора конфигурируется как независимый генератор с кварцевой стабилизацией (режим свободных колебаний).



Рис. 11.4. Источники синхронизации генератора мультиплексора

В битах 5–8 байта S1 заголовка мультиплексной секции MSON (см. § 7.5) автоматически вводится код, указывающий уровень качества Q сигнала, 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 используется следующие правила.

1. Из всех доступных источников выбирается источник с наименьшим качеством.
2. Если источников наименьшего качества несколько, из них выбирается источник с наименьшим приоритетом.
3. Источнику, полученному от аварийного сигнала, соответствует уровень качества Q6 вне зависимости от кода в байте S1.
4. В битах S1 потока, направляемого наеструму потоку, из которого был выделен опорный сигнал для синхронизации данного мультиплексора, устанавливается уровень качества Q6.

Таблица 11.1

Уровень качества Q	Код	Значение
2	0010	Первичный эталонный генератор, PRC
3	0100	Вторичный транзитный генератор, TRC
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 приводит к смещению тактовых по-

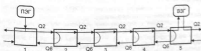


Рис. 11.5. Распределение параметра качества в линейной цепи синхронизации

последовательностей 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 его восстановлением. Для минимизации этого явления специально образованные дачи. 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 $T_{\text{пр}}$ прямо пропорциональна критическому интервалу расхождения тактовых последовательностей $T_{\text{к}}$ и обратно пропорциональна абсолютному значению алгебраической суммы относительных нестабильностей частот генераторов передатчика и приемника. Очевидно, для управляемого проскальзывания $T_{\text{пр}}$ будет равна длительности цикла передачи, а для неуправляемого – длительности тактового интервала.

Ранее (см. подразпараграф 4.1.5) были введены параметры, определяющие работу задающих генераторов. К ним относятся:

- кратковременная (период измерения t менее 10 тыс. с, обычно 1 с) нестабильность частоты;
- долгосрочная (t более 10 тыс. с, обычно 1 сут, 86400 с) нестабильность частоты;
- максимальная ошибка временного интервала за период t (MOBI, MTIE);
- временная девиация за период t (TDEV – среднеквадратичная ошибка временного интервала).

В соответствии с европейскими нормами параметры MTIE и TDEV первичного эталонного генератора ПЭГ должны укладываться в рамки, показанные на рис. 11.6. Заметим, что правая асимптота графика MTIE соответствует долгосрочной нестабильности частоты, равной 10^{-11} . Если считать, что две автономные подсети СДИ синхронизированы такими генераторами, то наименьшее время между двумя управляемыми проскальзываниями составит

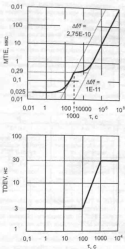


Рис. 11.6. Характеристики параллельного генератора

(при уходе частот генераторов в противоположные стороны) $125 \cdot 10^{-5} / 2 \cdot 10^{-11} = 6,25 \cdot 10^6 \text{ с} = 70 \text{ сут.}$ 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 упущений, то они функционируют идеально (относительная неста-

бильность частоты на их выходах не хуже, чем у ПЗГ – 10^{-15}). При функционировании в режиме удержания генераторы в общем случае характеризуются максимальной относительной ошибкой времени интервала МООВИ (MOTIE). 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 хронометра, а не сигнала идеального генератора. Максимальные значения MOTIE для ВЗГ не должны превышать значений, определенных по формуле

$$\text{MOTIE}(t) = At + 0,5Bt^2 + C, \text{ нс},$$

где $t > 100$ с, а значения величин A, B и C приведены в табл. 11.2.

Таблица 11.2

Генераторы	A	B	C
Вторичный транзитный генератор, TNC	0,5 (соответствует начальному смещению частоты $5 \cdot 10^{-10}$)	$1,16 \cdot 10^{-8}$ (соответствует дрейфу частоты в сутки $5 \cdot 10^{-9}$)	1000
Вторичный местный генератор, LNC	10,0 (соответствует начальному смещению частоты $1 \cdot 10^{-9}$)	$2,3 \cdot 10^{-8}$ (соответствует дрейфу частоты в сутки $2 \cdot 10^{-9}$)	1000

Параметры MOTIE и TDEV генераторов мультимплексоров – местных задающих генераторов МЗГ, должны укладываться в макс., представленные на рис. 11.7. В автономном режиме относительная нестабильность частоты МЗГ должна быть не хуже $4,6 \cdot 10^{-8}$, 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 $20 \cdot 10^{-8}$.

К транзитным и местным генераторам, работающим в режиме внешней синхронизации, предъявляется ряд требований по чувствительности к девиации фазы, реакции на кратковременное пропадание синхро сигнала 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 характеристика логарифмическая). Элементы этой характеристики

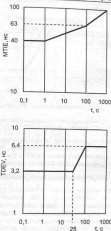


Рис. 11.7 Характеристики местного генератора

для генераторов различного типа уточняются. Величина x на данной характеристике соответствует усилению фазовых флуктуаций в диапазоне от f_1 до f_2 . 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_2) и увеличению крутизны участка между f_2 и f_3 . Однако, как показывает практика, это



Рис. 11.8. Типовая частотная характеристика передачи фазовых флуктуаций

увеличивает время переключения источников синхросигналов в цепи мультимплексоров при аварийных ситуациях. Поэтому частоты f_1 и f_2 имеют значения соответственно не ниже 1 и 10 Гц, а крутизна участка между f_2 и f_3 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

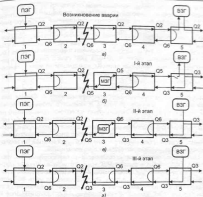


Рис. 11.9. Постепенное переключение в линейной схеме синхронизации

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 пилотажного уровня качества Q5, сконфигурированный как вторичный МЗГ). Генератор пятого узла, сконфигурированный как вторичный МЗГ, ранее синхронизировался сигналом, выделенным из линейного потока, поступающим от узла 4 и имеющим уровень качества Q2. Поскольку теперь, на узле 5 от узла 4 поступает синхросигнал с уровнем качества Q6, происходит отклонение 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, поступающего 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 5 ВЗГ, происходило 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 узлах 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 ПЗГ, по направлениям А-В-С-Д и А-Е-Г. То, что узел D получает синхросигнал от узла С, а узел Е от узла F, обеспечивается соответствующим присвоением приоритетов, поступающим на узлы синхросигналам (индексы Р1 и Р2 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 уровнем выше МЗГ (Q5), вся сеть остается синхронизированной от генератора узла А, но не от ПЗГ, как ранее, а от МЗГ.

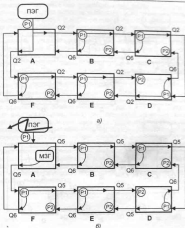


Рис. 11.10. Система синхронизации при отказе ПЗГ:
а – нормальное состояние; б – состояние при отказе ПЗГ

Заметим, что количество переданных по данной сети при такой замене источника синхронизации измениться мало. Однако если данная сеть связана с другими через буферные устройства, обеспечивающие управление проскальзывания, частота проскальзываний резко увеличится и составит $125 \cdot 10^{-6} (1 \cdot 10^{-11} + 4,8 \cdot 10^{-6}) = 27$ с, поскольку относительная нестабильность частоты МЗГ в свободном режиме допускается равной $4,8 \cdot 10^{-6}$.

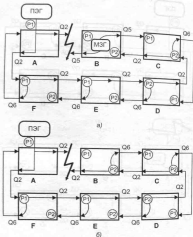


Рис. 11.11. Система синхронизации при отказе соединительной линии
а – начало восстановления; б – установившееся состояние

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 С и далее на узел В. На втором, заключительном этапе восстановления синхронизма (см. рис. 11.11.б), местный генератор узла В выходит из режима удержания и синхронизируется сигналом с уровнем качества Q2, поступающим от узла С.

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 реверсионный и нереверсионный 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. Нереверсионный 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 тракте передачи синхросигнала).

УПРАВЛЕНИЕ ЦИФРОВЫМИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫМИ СИСТЕМАМИ

Система управления сетями электросвязи (TMN) концептуально представляет собой отдельную инфраструктуру, которая взаимодействует с сетью электросвязи в нескольких различных точках с целью 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 племехронной 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, на пример 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 плановых систем, не имеющих стандартных систем управления, системы управления синхронной иерархией 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 EM 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 изменения 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 EM осуществляет управление отдельными элементами сети СЭ, т.е. оборудованием (мультиплексорами, коммутаторами, ретрансляторами 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 ТСН 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 ТСН. 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.

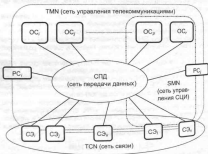


Рис. 12.1. Общая схема управления телекоммуникационными сетями. ОС – управляющая система; СЭ – сетевой элемент; РС – рабочая станция

Архитектура TMN рассматривается в трех аспектах:

- функциональном, определяющем 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	ФДАэЗ	ФДАэл	ФРС	Вне TMN
ФСЭ (сетевого элемента)		аЗ	ах				
ФСУ (поддержка системы управления или операционной системы)	аЗ	аЗ, х	аЗ	аЗ		г	
ФУВ (устройства взаимодействия)	ах	аЗ	ах		ах	г	

Часть 2. Синхронные ЦТС

Типы блоков	ФСЗ	ФСУ	ФУВ	ФОАq3	ФОАqх	ФРС	Вне ТМН
ФОАq3 (О-адаптера с интерфейсом Q3)		q3					m
ФОАqх (О-адаптера с интерфейсом Qх)			qх				m
ФРС (рабочей станции)		г	г				g
Вне ТМН				m	m	g	

г – опорная точка, соединяющая блоки ФСУ, принадлежащие различным ТМН;

g – опорная точка между ФРС и пользователем, не входящим в ТМН;

m – опорная точка между ФОА и управляемыми объектами вне ТМН.

Блок функции сетевого элемента ФСЗ состоит из двух частей: одна часть блока, находящаяся вне ТМН обеспечивает функции телекоммуникаций; другая часть, принадлежащая ТМН, 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, выделяемую 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 ТМН 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 ФСЗ (или ФОА). Трансформация информации обеспечивается средствами накопления, адаптации, фильтрования и сжатия при поддержке общих функций хранения и обработки информации.

Блок функции О-адаптера ФОА обеспечивает соединение блоков функций, подобных ФСУ и ФСЗ, но не принадлежащих ТМН. Трансформация информации, по возможности, поддерживается общий функций 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, поддерживающих контроль. 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.



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, ФСЗ, ФУВ, ФОА 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	ФСЗ	ФУВ	ФОА	ФСУ	ФПС
Сетевой элемент (СЭ)	О	Н	Н	Н	Н ¹
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;
¹ для функции передачи сообщений ФПС должен быть предоставлен либо блок ФУВ, либо блок ФСУ.

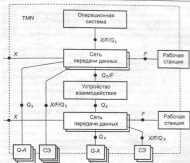


Рис. 12.3. Обобщенная физическая архитектура TMN

фейсов X , F и Q_3 , соответствующим 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 СЦМ).

Через интерфейс F сеть передачи данных связана с рабочей станцией, которая играет роль монитора управляющей системы. Через интерфейс X осуществляется связь TMN с «внешним миром», через интерфейсы F и Q_3 СПД могут быть напрямую связаны с сетевыми элементами СЭ. Если сетевой элемент не принадлежит к сети СЦМ, связь с ним может осуществляться через X интерфейс. Через интерфейс Q_3 СПД связана с Q -адаптерами $Q-A$, позволяющим подключать оборудование, имеющее несовместимые с TMN

интерфейсов. Наконец, через интерфейсы Q_3 и F сеть передает данные подключается к устройствам взаимодействия УВ.

Устройства взаимодействия позволяют соединять между собой СПД, поддерживающие различные интерфейсы. В данном случае созданы сети, одна из которых поддерживает интерфейс Q_3 , а другая - Q_2 .

Вторая сеть, поддерживающая интерфейсы $X/F/Q_2$, также подключена к Q -адаптерам, сетевым элементам, рабочей станции и имеет выход во «внешний мир». Заметим, что информационная модель для интерфейса Q_2 потенциально должна быть такой же, как и для Q_3 . Однако на интерфейсе Q_2 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 подключение к ОС объектов, которые не обеспечивают стандартные интерфейсы ТММ. Он должен поддерживать стандартные интерфейсы Q_3 и Q_2 , 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 СЗ или Q -А, а также предоставлять локальные функции управления для СЗ. 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 одним элементом 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 СЗ обеспечивают высокую гибкость операционной системы. Это позволяет реализовать эффективную связь СЗ различного типа (например, оборудование коммутации и мультимплексное оборудование передачи) с одной ОС. Дополнительно это позволяет расширять возможности отдельных сетевых элементов, не затрагивая существующую систему управления.

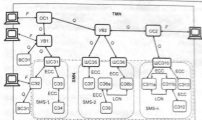


Рис. 12.4. Отношения между TMN, SMN и SMS

Сеть управления SMN системами синхронной цифровой иерархией 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 сетевую топологию. Каждая подсеть SMS должна иметь, по крайней мере, один элемент, подключаемый к ОС или YB. Он называется шлюзовым сетевым элементом WC3 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	ФСЗ	ФРС	ФУВ	ФДА
Хранения	х	х		х	х
Защиты	х		х		
Извлечения			х		
Обработки	х	х	х	х	х
Поддержки терминала пользователя	х	х	х	х	х
х – 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 измерить 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, зависящих 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 СЗ, 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. Другое обеспечение безопасности, дистанционный вход в сеть, загрузка и модификация программного обеспечения, обеспечиваются в настоящее время производителями СЦМ оборудования.

Аппаратура сетей СЦМ выполняет определенные функции обработки цифрового потока или поддержания работоспособности системы в целом. На определенном этапе развития сетей СЦМ, 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-T 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 таких 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, reg-

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 ЦЦИ.

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 BESR;
- 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 переносится 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 MSC-T. 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.

Системы в недоступные интервалы времени

В интервалы времени, когда система недоступна, сьем данных о характеристиках системы запрещен; однако моменты его начала и конца должны фиксироваться и храниться в репозитивном файле из Б репозитов (см. ниже) и иметь возможность считываться операционной системой, по крайней мере, один раз в день.

Мониторинг дополнительных параметров. К дополнительным параметрам относятся также, как

- второй, содержащий сигнал OOF (выход за границы окна) –

- число защитных переключений – PSC;
- длительность (определенного) защитного переключения – PSD,
- индуктивные секунды – UAS.

Факт выравнивания указателя административного блока (см. § 7.4), а также последовательные секунды с серьезными ошибками CSRS 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/выключения блокировки,
- запрограммирование параметров автоматического защитного переключения – APS.

Другие функции. Другие мероприятия и функции, связанные с управлением конфигурацией, такие как разработка необходимого программного-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 (SIAS или AIS) секции группового образования и сигнал отказа при приеме на дальнем конце (RDI)

или FERF). На уровне трактов определяются сигнал CIAC (или AIS) тракта и информация об отказе тракта, передаваемая на дальний конец (ROI или FERF), и ошибки в блоке при проверке кодом BIP на дальнем конце (REI или FEBE). Указанные сигналы технического обслуживания тракта применимы к трактам как высшего, так и нижнего порядка. На рис. 12.5 показано взаимодействие сигналов технического обслуживания от уровня к уровню и между равносоставленными уровнями, которые обеспечиваются в заголовках СЦМ.

Если происходит потеря входного сигнала регенератора, активируется запасной тактовый генератор, и в направлении передачи передается сигнал, содержащий действительный заголовок RSON и сигнал CIAC секции группобразования (MS-AIS). Это дает возможность при необходимости активизировать функции, выполняемые заголовком RSON.

MS-AIS (CIAC) обнаруживается, как все «1» в битах 6, 7, и 8 байта K2 после дескрипирования.

MS- FERF используется для возврата на передающую станцию указания, что приемная станция обнаружила повреждение входящей секции или в качестве CIAC приемной секции. MS- FERF является, как код 110 в битах 6, 7 и 8 байта K2 после дескрипирования.

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 содержаться, должны игнорироваться.

CIAC трактов TU-n ($n = 12, 2, 3$) определяется, как все «1» в TU-n, включая его указатель (TU-AIS). Аналогично, CIAC трактов AU-n ($n = 4$) определяется, как «1» в AU-n, включая его указатель (AU-AIS). Все трактовые CIAC передаются в сигналах синхронных транспортных модулей STM-N с действующим секционным заголовком SON.

На рис. 12.5 приняты следующие обозначения:

- – место обнаружения сигнала;
- – место генерации сигнала;
- «1» – ввод сигнала, состоящего из одних единиц (CIAC);
- AIS – сигнал индикации аварийного состояния (CIAC);
- FEBE или REI – ошибка на дальнем конце;

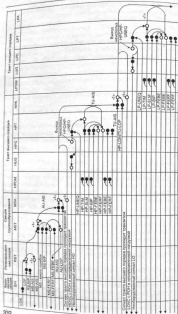


Рис. 12.5. Взаимодействие синхронизационного оборудования

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 PON);

TIM – несоответствие идентификатора трассировки (байты J) установленному значению;

UNEQ – необорудованный сигнал в соответствии с «C2» или «V5»;

NOVC – 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 (SIAC), и сигнала отказа при приеме на дальнем конце FFERF (RDI) при некоторых дефектах.

Глава 13

НОРМИРОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ КАНАЛОВ И ТРАКТОВ ЦТС

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 плезиокронной цифровой иерархии. В семейство интерфейсов сетевого узла включен также электрический интерфейс тракта первого уровня синхронной цифровой иерархии STM-1a.

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 ¹⁾	ПЦТ	ВЦТ	ТЦТ	ЧЦТ	СТМ-1
Скорость передачи, кбит/с	64	2048	8448	34368	139264	155520
Относительная нестабильность скорости передачи, ppm	50	90	30	20	15	20
Вид ввода	симм.	несимм./симм.	несимм.	несимм.	несимм.	несимм.
Сопротивление, Ом	120	75/120	75	75	75	75
Амплитуда импульса, В	1,0 ²⁾	3,75/3,0	2,37	1,0	±0,55 ³⁾	±0,55 ³⁾
Длительность импульса ⁴⁾ , нс	3,97 А, 7,8/15,6, мкс	244	59	14,95	3,59/7,19	3,21/6/6,43
Код	4	НЧВЗ	НЧВЗ	НЧВЗ	СМ	СМ

¹⁾ для ОЦК применяются три типа интерфейса: централизованный, разномасштабный и с централизованным потоком генератором

²⁾ для интерфейса с централизованным генератором 1,1 В для нормальных условий и 3,4 В при повышенных показателях.

³⁾ числитель соответствует однополюсному импульсу, знаменатель - двуполосному. Для ОЦК длительность импульсов указана в мкс. Для других трактов в нс

⁴⁾ для централизованного интерфейса применяется опорный код, для других - код АМ

⁵⁾ уровень импульса симметричен и не имеет нулевого значения

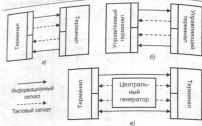


Рис.13.1. Интерфейсы основного цифрового канала:
а – двунаправленный; б – разнонаправленный; в – с центральным тактовым генератором

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 (АМІ) 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 дуплицируется (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 кода, 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 стандартизованы (рекомендация G.703 МСЭ-Т). Код этот хорошо сбалансирован, в его спектре содержится тактовая составляющая.

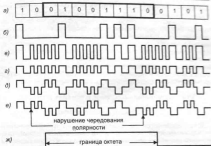


Рис. 13.2. Формирование октетного кода

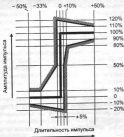


Рис. 13.3. Маска для одиночного импульса сонаправленного интерфейса SONET

и прошедшему испытанию 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 дробания 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 образовываться пакетами той или иной величины, более подходят параметры, определенные в рекомендации G.821 МСЭ-T – процент временных интервалов, в которых появление ошибок превышает некоторый заданный порог. Такими временными интервалами являются:

- секунда с ошибками ES_x – период в 1 секунду, в течение которого наблюдалась хотя бы одна ошибка;

- секунды, пораженные ошибками SES_x – 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_x к общему числу секунд в период готовности в течение фиксированного интервала измерений;

- коэффициент ошибок по секундам, пораженных ошибками SESR – отношение числа SES_x 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 BIP определяется бит, дополняющий число единиц в блоке до четного (1 или 0). Полученные результаты на передаче и приеме сравниваются; в случае их совпадения делается заключение об отсутствии ошибок в при-

Глава 13. Нормирование параметров каналов и трактов ЦТС

нием блока, а при расхождении – о наличии ошибок. В связи с этим в рекомендации G.826 MS3-T осуществлен переход к определению блочных ошибок. При этом используются такие понятия:

– **блок** – последовательность, ограниченная по числу бит, относящаяся 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	–
УС-11	1664	832	500	BIP-2
УС-12	2240	1120	500	BIP-2
УС-2	6848	3424	500	BIP-2
УС-3	46960	6120	125	BIP-8
УС-4	168336	18792	125	BIP-8

– **блок с ошибками** ES_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 (ES) 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-

цент ошибок $\geq 10^{-2}$ или в среднем за 4 блока коэффициент ошибок $\geq 10^{-4}$, 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 BBEP – отношение числа блоков с фоновыми ошибками ко всему количеству блоков в течение готовности за фиксированный интервал измерений за исключением всех блоков в течение SES;

– 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 метода 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 CIAC (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 МСЗ-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_5
	SESR	SESR 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_5 (примечание 1 и 2)
	BSESR	BSESR 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_5
	SESR	SESR отмечается тогда, когда в течение одной секунды возникает, по крайней мере, «х» аномалий a_1 или один дефект от d_1 до d_5 (примечание 2)
3	SESR	SESR отмечается тогда, когда в течение одной секунды возникает, по крайней мере, один дефект d_1 или d_5 (примечание 2)

1. Если в течение интервала одного блока возникает более, чем одна аномалия a_1 или a_2 , должен считываться одна аномалия.

2. Значения «х» для трактов разного порядка указаны в соответствующим нормам, например, для тракта со скоростью 2,048 Мбит/с SES отмечается при появлении 32805 блоков CRC-4 с ошибками. В общем случае при появлении аномалии фиксируется ES, а при появлении дефекта – SES.

В зависимости от системы встроенного контроля (БК) 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: Трасс с цикловой и блоковой структурой.

Обеспечивается определение с помощью средств БК всей совокупности дефектов от d_1 до d_5 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 МСЗ-Т;

– четверичные тракты с битом проверки на четность каждого слова в соответствии с рекомендацией G.755 МСЭ-Т.

Тип 2: Тракты с цикловой структурой.

Обеспечивается определение с помощью средств ВК всей совокупности дефектов от $d1$ до $d2$ и аномалий $a1$.

Примерами данного типа тракта являются типовые сетевые тракты от первичного до четверичного в соответствии с ГОСТ 27760-88.

Тип 3: Тракты без циклов.

Обеспечивается определение с помощью средств ВК ограниченной 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 $P_{\text{ош}} \leq 10^{-4}$. При этом обеспечивается высокое качество телефонной связи (прослушивание не более одного слова 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 ошибок, равная 10^{-4} .

Номинальная цепь основного цифрового канала (тракта), национального участка определяется видом сети своего 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

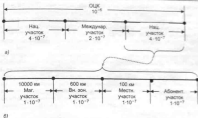


Рис. 13.5. Распределение коэффициента избытка в ОЖК максимальной протяженности:

а – на международном участке сети; б – на национальном участке сети

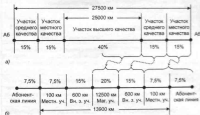


Рис. 13.6. Распределение параметров качества в канале (тракте) максимальной протяженности:

а – на международном участке сети; б – на национальном участке сети

Таблица 13.5

Распределение норм на секунды с ошибками (ES) для трех классов каналов	
Класс канала (рис. 13.6,а)	Распределение норм на ES по 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)
– доля, приходящаяся на участок местного качества, рассматривается как общий допуск, т.е. как допуск для этой части соединения, не зависящий от протяженности участка. – 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. – 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%.	

Остальные 0,1% являются общим допуском для классов каналов среднего и высокого качества, учитывающим неблагоприятные условия на сети (худший месяц в году), иногда возникающим 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 МСЗ-Т дается также определение времени готовности и неготовности: отчет времени неготовности начинается тогда, когда коэффициент ошибок по битам ($K_{\text{ошб}}$) в каждую секунду превышает $1 \cdot 10^{-3}$ в течение десяти следующих друг за другом секунд. Эти десять секунд считаются временем готовности. Новый отчет времени готовности начинается с первой секунды из десяти следующих друг за другом секунд, в каждую из которых $K_{\text{ошб}}$ 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 (ESR_s) и по секундам, пораженных ошибками (SESR_s).

Долговременные нормы для цифровых сетевых трактов (ЦСТ) основаны на измерении характеристик ошибок по блокам для трех показателей: коэффициенту ошибок по секундам с ошибками (ESR_b), коэффициенту ошибок по секундам, пораженным ошибками (SESR_b), и коэффициенту ошибок по блокам с фоновыми ошибками (BBER_b).

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 — ESR_s и SESR_s . Сетевой тракт считается соответствующим нормам, если отвечает требованиям каждый из трех показателей ошибок — ESR_b , SESR_b , и BBER_b .

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 общепринятые (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	BSER	ESR	SESR
ОЦК	64	0,06	0,002	—	0,04	0,001
ПЦСТ	2048	0,04	0,002	$3 \cdot 10^{-2}$	0,02	0,001
ВЦСТ	8448	0,05	0,002	$2 \cdot 10^{-2}$	0,025	0,001
ТЦСТ	34368	0,075	0,002	$2 \cdot 10^{-2}$	0,0375	0,001
ЧЦСТ	138264	0,16	0,002	$2 \cdot 10^{-2}$	0,08	0,001

Приведенные данные для долговременных норм соответствуют рекомендациям МСЭ-T 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-T M.2100.

Распределение предельных расчетных норм на показатели ошибок по участкам тракта (канала) первичной сети ВОС 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 ВОС 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' ;

Распределение предельных норм на показатели ошибок по участкам тракта (канала) передающей сети							
Вид тракта (канала)	Участок	Длина, км	Долговременные нормы			Оперативные нормы	
			ESR	SESR	BBER	ESR	SESR
ОЦК	АБ, лин	–	0,15·А	0,15·А/2	–	0,15·В	0,15·В
	МПС	100	0,075·А	0,075·А/2	–	0,075·В	0,075·В
	ВЗПС	600	0,075·А	0,075·А/2	–	0,075·В	0,075·В
	СМП	12500	0,2·А	0,2·А/2	–	0,2·В	0,2·В
ЦСТ	МПС	100	0,075·А	0,075·А/2	0,075·А	0,075·В	0,075·В
	ВЗПС	600	0,075·А	0,075·А/2	0,075·А	0,075·В	0,075·В
	СМП	12500	0,2·А	0,2·А/2	0,2·А	0,2·В	0,2·В

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_{Σ} или C_0 ;

– 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 13.2

Для эксплуатационных норм на показатели осыбов для участка тракта (канала) длиной L км на магистральной и внутризоновых первичных сетях ВОС России для определения долговременных норм					
СМП			ВЗПС		
№ п/п	Длина, км	C_1	№ п/п	Длина, км	C_2
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 переприваемых участков (переприваем по ОЦК или ЦСТ любого порядка) каждый из участков переприва должен отвечать нормам для округленных длин участков L_i^1 , 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 договоренные нормы на них определяются в соответствии с рекомендациями МСЗ-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 ПЦН, 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.

Глава 13. Нормирование параметров каналов и трактов ЦТС

Для 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_1 определяется интерполированием между соседними значениями табл. 13.10 или по формуле:

$$D_1 = 0,05 + \frac{L^1 - 2500}{500} \cdot 0,005.$$

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 находит 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:

$$D = \sum_{i=1}^A D_i.$$

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-

ставовать 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 участков трасса (канала) длиной L км на магистральной и внутризоновых перемычных сетях ВСС России для определения оперативных норм

СММ			ВОПС		
№ п/п	Длина, км	O_1	№ п/п	Длина, км	O_1
1	≤ 250	0,015	1	≤ 50	0,023
2	≤ 500	0,020	2	≤ 100	0,030
3	≤ 750	0,025	3	≤ 150	0,039
4	≤ 1000	0,030	4	≤ 200	0,048
5	≤ 1500	0,038	5	≤ 300	0,065
6	≤ 2000	0,045	6	≤ 400	0,080
7	≤ 2500	0,050	7	≤ 500	0,093
8	≤ 5000	0,080	8	≤ 600	0,0750
9	≤ 7500	0,110			
10	≤ 10000	0,140			
11	≤ 12500	0,170			

Таблица 13.11

Распределение норм на международные каналы и тракты

Длина L , км	Доля расчетных норм (% от норм РРО 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

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 числов ES и SES за период наблюдения T , при $T \leq 1$ суток, и одно пороговое значение $BISPO$, при $T = 7$ суток (обозначения пороговых значений используются те же, что в рекомендации МСЭ-T M.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:

$$\alpha = 2\sqrt{BISPO},$$

$$S_1 = BISPO - \alpha,$$

$$S_2 = BISPO + \alpha.$$

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, находящихся на действующей первичной сети, показатели ошибок каналов и трактов могут не удовлетворять приведенным нормам.

Таблица 13.12

Предельные значения показателей ошибок (ES и SES) по отношению к длительной эталонной норме

Вид испытания	Системы передачи	Сетевые тракты, участки, ОЦК
	в	
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 МСЗ-Т М.2101. Для национальной сети Ро следует пользоваться данными табл. 13.15.

Таблица 13.13

Суммарные эксплуатационные нормы по данным кратковременных измерений для трактов 27500 км

(7 суток и меньше – 50% от норм рекомендации G.626)

Контролируемый объект	Суммарные нормы (В)	
	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 УС-п и компонентных трактов в зависимости от длины (МСЭ-T M.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 РВ в зависимости от длины

Длина секции, км	Доля от суммарных норм (D), %
$d \leq 100$	0,5
$100 < d \leq 200$	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 $BISPO = 0,5 \cdot PRO$, а для секций – $BISPO = 0,1 \cdot PRO$;

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 $S_2 = BISPO + 2 \cdot \sqrt{BISPO}$.

Прим в эксплуатацию осуществляется при определении показателей в течение 24 или 2 часов. Если значение показателей ошибки 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 удовлетворения качества (DPL) и недопустимого качества (UPL). DPL определяется в течение 24 часов

DPL = 0,75-PRO (для трактов VC и компонентных трактов STM-N);

DPL = 0,50-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-PRO (для трактов VC и компонентных трактов STM-N).

ARPL = 0,125- 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.

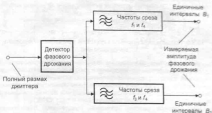


Рис.13.7 Схема измерений фазового дрожания

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, мс
	B_1 , ЕИ	B_2 , ЕИ	f_1 , Гц	f_2 , кГц	f_3 , 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.

Максимальная ошибка временного интервала (MPTIE – см. подпараграф 4.1.5) на стыках любых сетевых узлов за период наблюдения в 5 секунд не должна превышать:
 для $S < 10^3$ – эта область требует дальнейшего изучения,
 для $S > 10^3$ – $(10^3 S + 10000)$ 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.

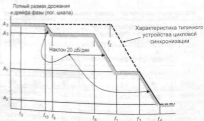


Рис. 13.8 Нижний предел максимально допустимого входного дрожания и дрейфа фазы

Таблица 13.18

Допуски на фазовые и дрейф фазы на входе тракта

Скорость передачи, бит/с	Полный диапазон в ЕИ				Частота							Использованный блок
	A_0	A_1	A_2	A_3	$\Delta\phi$, Гц	$f_{\text{ср}}$, Гц	$\Delta\phi$, Гц	f_1 , Гц	$\Delta\phi$, Гц	$\Delta\phi$, мГц	$\Delta\phi$, мГц	
64	1,15	0,25	0,05		$1,2 \cdot 10^{-3}$			20	600	3	20	$2^{10,1}$ Рес. Q.152
2048	35,9	1,5	0,2	16	$1,2 \cdot 10^{-3}$	$4,88 \cdot 10^{-3}$	0,01	1,607	20	2,4*	16	$2^{10,1}$ Рес. Q.151
8448	152	1,5	0,2		$1,2 \cdot 10^{-3}$			20	600	3	400	$2^{10,1}$ Рес. Q.151
34560	618,6	1,5	0,15					100	1*	10	800	$2^{10,1}$ Рес. Q.151
138240	2500,6	1,5	0,075					200	500	10	3400	$2^{10,1}$ Рес. Q.151

* Значение частоты приведено в килогерцах

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 внутризоновой сети. Эти нормы получены в предположении, что только несколько цифровых участков могут быть соединены последовательно, а фазовое дрожание от асинхронного оборудования группобразования не учитывается. Если эти условия на реальных трактах не соблюдаются, то может потребоваться введение более строгих норм или 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 вы- ходное фазовое дрожание (полный размах)		Полоса измерительного фильтра с нижней частотой среза f_n или $f_{\text{н}}$ и верхней частотой среза f_v		
		Для $f_n - f_v$, ЕИ	Для $f_v - f_v$, ЕИ	f_n , Гц	f_v , кГц	f_v , 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	1600

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 многоканальных 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), является 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.

телефон-связи для полноценной коллективной работы на расстоянии, как правило, через глобальную компьютерную сеть Интернет.

Работая с Интернет, пользователь обычно получает существенное количество информации, чем передает сам, поэтому пропускную способность абонентской линии разделяют между направленной и порывной. Технология ADSL (асимметричная Asymmetric DSL) рассчитана на передачу до 8 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 распределен 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 изменить 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 достигнуть, если при передаче сигналов использовать не ИКМ, а разностные

виды модуляции, например адаптивную дифференциальную импульсно-кодировую 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 транскодеров – 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. Подробные 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 $f_s = B/2 \log_2 L$. Фильтры нижних частот ограничивают спектры многоуровневых сигналов частотой $f_s = f_s/2$, что необходимо для их восстановления на приеме.

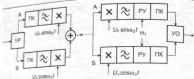


Рис. 14.1. Функциональная схема модема CAP-M

Сигналы $S_A(f)$ и $S_B(f)$ с выходов фильтров нижних частот поступают на перемножители, где они модулируют соответствующие синхронные переносчики $U_0 \sin \omega_0 t$ и $U_0 \cos \omega_0 t$ по амплитуде. Таким образом, сигнал CAP, который формируется на выходе сумматора, можно представить в следующем виде

$$W(t) = S_A(f) \cdot \cos \omega_0 t + S_B(f) \cdot \sin \omega_0 t.$$

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 (тогда 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 $S_A(f)$ и $S_B(f)$ не имеют постоянной составляющей. Желательно, чтобы этот спектр был сосредоточен в неочастотной части диапазона, где затухание кабеля сравнительно невелико. Очевидно, что для этого частота переносчика будет равна верхней частоте спектра сигнала $f_0 = f_c$. 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 $\Delta F_{\min} = 2f_c - f_c = B/2 \log_2 L$. Заметим, что если в каждом из субканалов используется L-уровневый код, то количество различных символов сигнала CAP-M составит $M = 2L = L^2$. Тогда $\Delta F_{\min} = B \log_2 M = B \log_2 L^2$, а предельная эффективность использования полосы частот будет равна π бит/с на Гц. Например, для CAP-64

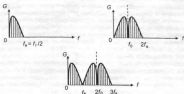


Рис. 14.2. Спектры сигнала CAP-M в различных точках тракта

$m = 6$, а для CAP-128 $m = 7$ (бит/с)/Гц. Таким образом, если при использовании кода МЧПМ 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 1,41-1,32, т.е. длина регенерационного участка, определенная при использовании кода МЧПМ, 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.

$$\begin{aligned} V_A(t) &= W(t)\cos\omega_0 t = S_A(t)\cos^2\omega_0 t + S_B(t)\sin\omega_0 t\cos\omega_0 t = \\ &= 0,5[S_A(t) + S_A(t)\cos 2\omega_0 t + S_B(t)\sin 2\omega_0 t]. \end{aligned}$$

Спектр первого слагаемого в квадратных скобках сосредоточен в полосе частот $0 \dots f_0$, 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 субпотоков.

Помимо более эффективного использования полосы частот, немаловажно при применении кодов МЧП и 2В1О, использование кода САР-М 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 переменного 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 переменного 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 Π .

Функциональная схема кодера ДИКМ изображена на рис. 14.3. Состояние схемы показано на момент времени $t = nT_d$. Здесь треугольником обозначено вычитающее устройство, кружком – сумми-

* Период дискретизации при ДИКМ выбирает по теореме Котельникова

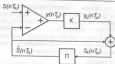


Рис. 14.3 Функциональная схема кодера ДПКМ

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 переменного 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 переменного сигнала, восстановленных в цепи обратной связи

$$\hat{S}(nT_d) = C_1 S_d[(n-1)T_d] + C_2 S_d[(n-2)T_d] + \dots + C_p S_d[(n-p)T_d],$$

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-

зависит от величины 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 $\hat{Q}_p/\hat{Q}_p$, определяющее величину выигрыша ΔA_p , было максимальным. Такой предсказатель называют оптимальным. Доказано, что при оптимальном предсказании

$$(\hat{Q}_p/\hat{Q}_p) = [\det(R_p)/\det(R_{p-1})]^{-1/2}.$$

где $\det(R_p)$ — определитель p -го порядка корреляционной матрицы входного (первичного) сигнала $S(t)$. Например,

$$\det(R_p) = 1 \det(R_{p-1}) = \begin{vmatrix} 1 & R(T_d) \\ R(T_d) & 1 \end{vmatrix} \det(R_2) = \begin{vmatrix} 1 & R(T_d) & R(2T_d) \\ R(T_d) & 1 & R(T_d) \\ R(2T_d) & R(T_d) & 1 \end{vmatrix} \dots,$$

где $R(t)$ — нормированная корреляционная функция сигнала $S(t)$.

Для оптимального предсказания первого порядка запишем

$$(\hat{Q}_1/\hat{Q}_1) = \left(\begin{vmatrix} 1 & R(T_d) \\ R(T_d) & 1 \end{vmatrix} \right)^{-1/2} = [1 - R^2(T_d)]^{-1/2}.$$

Положив $R(T_d) = 0,95$, получим $(\hat{Q}_1/\hat{Q}_1) = 3,2$ и $\Delta A_p = 10,1$ дБ.

Из приведенного примера следует, что чем сильнее корреляция между спочетами или, проще говоря, чем медленнее изменяется сигнал, тем больший выигрыш дает ДИКО. 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 ДИКО. Заметим, что для телефонных сигналов характерен именно такой спектр.

Рассматривая схему кодера ДИКО, можно заметить, что на выходе предсказателя восстанавливается исходный (первичный) сигнал $S_p(t)$ 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 плавных 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 законные согласные) отличаются значительной неравномерностью спектра и его концентрацией в низкочастотной области, невокализованные (шипящие и взрывные) – более равномерным спектром. По этим причинам кодек ДИКМ, имеющий фиксированные параметры предсказателя и квантователя, оказывается недостаточно эффективным. Необходимо, чтобы кодек 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 в комбинациях кратковременной корреляционной функции, управляет всеми этими компонентами блок адаптации БА. Поскольку сигналы управления квантователем и предсказателем формируются из квантованного разностного сигнала, который при осуществлении 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 – транскодерер, совокупность этих двух устройств называется транскодекс. Наиболее распространено преобразование стандартной восьмизарядной ИКМ со скоростью передачи 64 кбит/с в четырехзарядную АДИКМ, имеющую скорость 32 кбит/с. Субъективные испытания показывают, что преобразование ИКМ-64АДИКМ-32 происходит практически без потерь качества и для абонента почти не заметно.

Повсеместное применение основных цифровых каналов (ОЦК) со скоростью передачи 64 кбит/с, полученных в результате восьмизарядной потрешифической 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 соответствующего вида транскодирования. В частности, транскодирование ИКМ-64АДИКМ-32 регламентируется Рекомендацией G.721 MCS-Т.

Функциональные схемы транскодера и транскодерера 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 преобразователи, 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_d – разностный сигнал, $\hat{u}_d$ – соответствующий сигнал, квантованные АДИКМ; y и $\hat{y}$ – масштабный коэффициент и параметр скорости адаптации. Последние величины на рисунках приведены в функции дискретного времени k с целью подчеркнуть их изменения в процессе работы транскодекса.

В транскодере входной ЦАП восстанавливает передаваемый аналоговый сигнал u , который вместе с предсказанным сигналом подается на схему вычитания, где формируется разностный сигнал

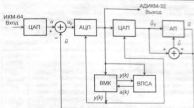


Рис. 14.6. Функциональная схема кодера АДМ-32

$$\alpha_p = \alpha - \beta$$

(14.1)

Полученный сигнал преобразуется в АЦП в цифровую форму и поступает на выход транскодера и в цель обратной связи (местный декодер). Цель обратной связи содержит узлы ЦАП, АП, БМК и ВПСА. АЦП – четырехразрядный кодер (16-уровневый квантователь), шаг квантования в соответствии с процессом адаптации системы меняется во времени в функции $\gamma(k)$.

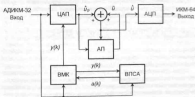


Рис. 14.7. Функциональная схема декодера АДМ-32

Масштабный коэффициент $\mu(k) = 1,06, \dots, 10$ устанавливает в момент k необходимую величину шага квантования в соответствии с табл. 14.1. Параметр скорости адаптации $\lambda(k)$ меняет масштабный коэффициент от шага к шагу дискретизации, подстраиваясь под сигнал, этот параметр находится в пределах $0 \leq \lambda(k) \leq 1$.

Таблица 14.1

Уровень квантования сигнала $\log_2 \hat{q}_p(k) - \mu(k) $	Номер уровня квантования, i	Уровень восстановления сигнала	Уровень квантования сигнала $\log_2 \hat{q}_p(k) - \mu(k) $	Номер уровня квантования, i	Уровень восстановления сигнала
$[3,32; +\infty)$	7	3,32	$[1,38; 1,91)$	3	1,06
$[2,73; 3,32)$	6	2,91	$[0,62; 1,38)$	2	1,06
$[2,34; 2,73)$	5	2,52	$[-0,98; 0,62)$	1	0,031
$[1,91; 2,34)$	4	2,13	$[-\infty; -0,98)$	0	—

При этом кодер формирует четырехразрядные комбинации, в которых первый разряд передает полярность разностного сигнала, второй – четвертый разряды дают двоичное выражение числа i – номера уровня квантования.

В АП рассчитывается предсказанное значение сигнала $\hat{q}$ путем линейной обработки значений шести отсчетов сигнала. Алгоритм линейной обработки можно выразить формулой

$$\hat{q}(k) = \sum_{i=1}^3 \alpha_i (k-1) \cdot \hat{q}(k-i) + \sum_{i=1}^3 \beta_i (k-1) \cdot \hat{q}_p(k-i)$$

где α_i и β_i – коэффициенты адаптивного предсказания по квантованным значениям сигнала $\hat{q}(k)$ и квантованным значениям ошибки предсказания $\hat{q}_p(k) = \hat{q}(k) - q(k)$.

Сигнал суммирования формирует сигнал $\hat{q} = \hat{q}_p - \hat{q}$, это соотношение справедливо на основании (14.1). Полученный сигнал – корректирующая добавка к разностному сигналу $\hat{q}_p$, позволяющая в местном декодере из разностного сигнала получить собственно сигнал с точностью до ошибки квантования АДЖКМ. Таким образом, в местном декодере является точка, где действует исходный сигнал u . В транс-

декодере, который, в основном, повторяет местный декодер трансдекодера, 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 трансдекодера – 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 колекается 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 станционного комплекта SDSL.

Аналоговые сигналы от абонентских комплектов АТС через устройства согласования УС поступают на коды ИКМ, на выходах которых получают потоки со скоростями передачи 64 кбит/с. Таким образом, физическая абонентская линия от станционных портов заканчивается на входе станционного комплекта ЦТС. Затем цифро-



Рис. 14.8. Структурная схема станционного комплекта SDSC.

вые потоки поступают на транскодек, где сжимаются с применением алгоритма АДИКОМ 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-BГ и кодируются линейным кодом 2B1Q. Формат линейного сигнала соответствует стандартному U-интерфейсу узлополосной 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-BГ вводит сигналы управления и взаимодействия АТС, поступающие от устройства 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 двупроводной линии. Для разделения направлений передачи и приема используется дифференциальная система, дополняемая системой эккомпенсации. 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. Эккомпенсатор состоит из адаптивного цифрового фильтра и вычитателя в направлении приема. 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. Эккомпенсаторы реализуют на цифровых сигнальных процессорах, общего применения или специализированных.

Вся работа станционного полукomплекта ЦТС проходит под управлением микропроцессора. В свою очередь, микропроцессор станционного полукomплекта обменивается информацией с центральным процессором модуля диагностики и управления и далее через систему централизованного сетевого управления с центральным управляющим компьютером.

Абонентский полукomплект по своей структуре во многом повторяет станционный. Особенностью абонентского полукomплекта яв-

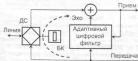


Рис. 14.9. Функциональная схема эккомпенсации

лется необходимость реализации в нем абонентской сигнализации, в том числе вызовного сигнала (звонка) и питания абонентских телефонных аппаратов, что требует достаточно большой мощности. Поэтому в абонентском полукомплексе содержится собственный вторичный источник питания, получающий энергию либо по цифровой абонентской линии от станционного полукомплекса, 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 сжимает возможную скорость передачи данных до 14400 или 9600 бит/с (в зависимости от состояния абонентской линии).

В восьмиканальной системе PCM-8BA 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, м	
	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

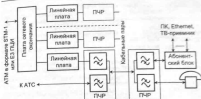


Рис. 14.10. Структурные схемы станционного и абонентского комплексов ADSL

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 многополосной модуляции). При этом методе полосы частот, используемые обратным и прямым направлением, разбиваются на 32 и 256 подканалов 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 малы. Скорость передачи в канале изменяется так, чтобы величина коэффициента ошибок не превышала бы значения 10^{-4} . 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 ошибок, 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

воспроизводимости некоторым детерминированным образом. Известно множество алгоритмов таких устройств, в ADSL используется так называемый периодический сверточный перемножитель 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 предистории 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 надежное по сравнению с техникой захватывания, требующей при высоких скоростях передачи больших вычислительных ресурсов.

Мощность сигнала передачи данных в линии не превышает +14,5 дБм, при спектральной плотности $-38,5 \dots -40$ дБм на 1 Гц полосы частот. На рис. 14.12 приведена зависимость скорости передачи от длины абонентской линии с диаметром жил 0,4 мм.

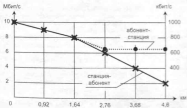


Рис. 14.12. Зависимость скорости передачи от длины абонентской линии

Выбор модуляции DMT с переменной скоростью определяет и выбор в качестве транспортной технологии АТМ, стандартизованного в качестве универсального способа переноса для широкополосной цифровой сети интервального обслуживания. Ячейки АТМ непосредственно преобразуются в символы DMT для передачи по симметричной линии, 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 (ЦТС) используются для повышения эффективности использования цифровых трактов, пропускная способность которых по тем или иным причинам ограничена. Характерным примером таких трактов являются спутниковые тракты.

В ЦТС 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 ЦТС нужно также учитывать коэффициент использования канала η , 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 ЦТС. 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 ЦТС можно использовать статистику мгновенных значений речевого сигнала путем перехода к адаптивному кодированию, которое характеризуется тем, что число разрядов, необходимое для данного представления кодируемого

отомета, зависит от его величины. При этом число разрядов в кодовых группах становится величиной переменной и может изменяться 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

$$K_{\text{групп}} = N/M, \quad (14.2)$$

где N , M – 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

конец по информации СУ каналы исходных потоков разделяются и вводятся в формируемые циклы, тождественные циклам передачи объединенных 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_0 -разрядную последовательность единиц и нулей, формируемую обычно в начале цикла передачи ЦСТС. Число разрядов m_0 равно общему числу входящих каналов $N_{\text{вх}}$, т.е. $m_0 = N_{\text{вх}}$, 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 $N_{\text{вх}}$ и $N_{\text{б}}$ – 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:

$$Q_2 = \lceil \log_2 N_{\text{вх}} \rceil + \lceil \log_2 N_{\text{б}} \rceil$$

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 передергиванию всех каналов после канала, в котором произошла

ошибки, 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 «незначащих» 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 («незначащие» 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 «незначимые» 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 сверцикл 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

одному каналу, т.е. $M = 5$. Как и ранее «незначащие» нулевые символы, устраненные 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 ЦТС-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.

ЦТС комбинированного типа (ЦТС-К) характеризуются тем, что при формировании группового сигнала используется как статистика активности каналов, так и статистика мгновенных значений передаваемых сигналов.

Это означает, что ЦТС подобного типа должны содержать устройства определения состояния каналов, которые должны исключать кодовые слова пассивных каналов из передачи по тракту ЦТС. 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 ЦСП-А и ЦСП-ПБ не повлияет на базовые принципы построения ЦСП-ПБ. В этом случае каналы 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 $K_{\text{сод}} = 1/K_{\text{св}}$ и эффективность ЦСТС-А полностью определяется значением $K_{\text{св}}$.

Второй вариант (ЦСТС-Б), как отмечалось выше, характеризуется тем, что в цикле передачи кодовые группы пассивных абонентов заменяются некоторой комбинацией, содержащей $m_{\text{св}}$ разрядов (например, $m_{\text{св}} = 2$), а кодовые группы активных абонентов имеют переменную длину (в зависимости от величины кодируемого отчета). В данном случае

$$K_{\text{сод}} = m/m_{\text{св}} = m[m_{\text{св}}(1 - K_{\text{св}}) + m_{\text{св}} K_{\text{св}}],$$

где $m_{\text{св}}$ и $m_{\text{св}}$ – средние значения разрядности кодовых групп всех каналов и активных каналов соответственно (как показывают расчеты, $m_{\text{св}} \approx 6$).

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 $K_{\text{сод}} = m/m_{\text{св}} K_{\text{св}}$.

Результаты соответствующих расчетов $K_{\text{сод}}$ представлены в табл. 14.5.

K_2	Значение $K_{\text{эф}}$ для системы		
	ЦТС-А	ЦТС-Б	ЦТС-В
0,25	4	3,55	3,33
0,5	2	2,29	2,07
0,75	1,33	1,68	1,78
1	1	1,33	1,33

Практический опыт разработки ЦТС показывает, что реальное значение $K_{\text{эф}}$ 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 ре- шения регенератора (ТРР) 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 трансимпедансный усилитель (рис. П1.1), являющийся преобразователем «ток-напряжение». Такой усилитель состоит из операционного усилителя ОУ с большим коэффициентом усиления по напряжению, и резистора $R_{\text{об}}$, посредством которого создается глубокая обратная связь, параллельная по входу и выходу. Резистор $R_{\text{об}}$ отображает динамическое сопротивление диода ФПр, цепей его смещения и входное сопротивление ОУ. Конденсатор $C_{\text{об}}$ отображает суммарную емкость ФПр, монтажа и входную емкость ОУ, а конденсатор $C_{\text{сх}}$ – паразитную емкость в точках подключения $R_{\text{об}}$. Обычно $R_{\text{об}} > R_{\text{вх}}$, $C_{\text{об}} > C_{\text{сх}}$. При выполнении названных условий можно записать: $U_{\text{об}} \approx I_{\text{ф}} Z_{\text{об}}$, на низких частотах $U_{\text{об}} = I_{\text{ф}} R_{\text{об}}$, снижение коэффициента передачи более, чем в $\sqrt{2}$ раз происходит выше граничной частоты $f_g = (2\pi R_{\text{об}} C_{\text{сх}})^{-1}$. Если входной оптический сигнал представляет собой последовательность в коде NRZ, граничную

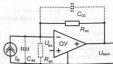


Рис. П1.1. Тепловая схема усилителя фотодетекторный

частоту можно положить равной тактовой частоте f_c сигнала, тогда сопротивление резистора обратной связи должно удовлетворять условию

$$R_{\text{об}} \leq (2\pi f_c C_{\text{об}})^{-1} \quad (П1.1)$$

Действующее значение тока тепловой помехи на входе МЧС можно определить по формуле Найквиста

$$I_{\text{теп}} = (4kT\zeta_0/R)^{1/2},$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана; T – температура в градусах Кельвина; ζ_0 – полоса частот, Гц, в которой определяется ток помехи; R – сопротивление резистора, Ом, создающего ток помехи. В данном случае можно полагать $\zeta_0 = 0,7f_c$ и $R = R_{\text{об}}$. Внутренние помехи усилителя удобно учитывать посредством его коэффициента помехи $F_{\text{ш}}$, показывающего, насколько снижается помехозащищенность сигнала, проходящего через этот усилитель. Таким образом, ток собственной помехи на входе усилителя будет равен

$$I_{\text{ш}} = (4kT F_{\text{ш}} 0,7f_c/R_{\text{об}})^{1/2}.$$

Действующее значение тока дробовой помехи на входе МЧС определяется по формуле Шоттки

$$I_{\text{др}} = [2qI_{\text{ф}} M^{2-\alpha} \zeta_0]^{1/2},$$

где $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ К – заряд электрона; $I_{\text{ф}}$ – среднее значение фототока; M – коэффициент лавинного умножения; ζ_0 – полоса частот, в которой определяется дробовой ток; α – коэффициент, зависящий от свойств материала фотодиода (для кремниевых диодов α составляет 0,2...0,4, для германиевых – около 1,0, для диодов из фосфида индия и других материалов – около 0,8).

Среднее значение фототока $I_{\text{ф}}$ связано со средней мощностью светового излучения на входе ФПР $P_{\text{св}}$ посредством монохроматической токовой чувствительности

$$S_i = I_{\text{ф}}/P_{\text{св}} = \lambda \cdot \eta \cdot q/(h \cdot c),$$

где λ – длина волны излучения; η – квантовая эффективность; $h = 6,625 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка; c – скорость света в вакууме. Если выразить λ в нм, то $S_i = \lambda \cdot \eta/1,24$ А/Вт. Для рп-диодов $M = 1$, для фотодиодов с лавинным умножением (ЛФД) выходной фототок в M раз больше первичного.

Определим ожидаемое отношение сигнал/помеха O на выходе

Приложение 1. Помехи в линейном тракте оптической ЦТС

МГц. Можно считать, что последующие элементы ПрОМ практически не ухудшают этого отношения, следовательно, это отношение будет характеризовать помехозащищенность сигнала в ТРР $A_{\text{ш}} = 20 \text{ дБ}$.

$$Q = I_{\text{Ф}} M / (2q I_{\text{Ф}} M^{2-2M} + 4kT_{\text{Ф}} / R_{\text{сш}}) I_{\text{сш}}^{1/2}. \quad (\text{П1.2})$$

Исследуя это выражение на максимум, как функцию M , находим коэффициент главного умножения, при котором отношение сигнал/помеха будет максимално.

$$M_{\text{опт}} = [4kT_{\text{Ф}} / (R_{\text{сш}} 2q I_{\text{Ф}})]^{1/2-2M} \quad (\text{П1.3})$$

Можно показать, что при оптимальном коэффициенте умножения отношение мощностей дробовой и собственной помех равно $2/q$.

Для рп-диодов $M = 1$ и дробовой шум пренебрежимо мал. Поэтому можно записать

$$Q = I_{\text{Ф}}^{-1/2} R_{\text{сш}} (4kT_{\text{Ф}} / R_{\text{сш}})^{1/2}. \quad (\text{П1.2а})$$

Величину $(4kT_{\text{Ф}} / R_{\text{сш}})^{1/2} = I_{\text{сш}} A / \sqrt{G_{\text{ш}}}$ называют эквивалентным шумовым током и обычно указывают среди параметров МУС с ФПр на рп-диоде. В этом случае $Q = I_{\text{Ф}} / I_{\text{сш}} \sqrt{G_{\text{ш}}}$.

В качестве примера определим помехозащищенность в ТРР для ЦТС третьей степени иерархии (STM-16, $f_{\text{т}} = 2,5 \text{ ГГц}$) с длиной волны передачи $\lambda = 1,55 \text{ мкм}$, если уровень входного сигнала $A_{\text{в}} = -28 \text{ дБм}$, ФПр выполнен в одном случае на рп-диоде, а в другом на ЛЭД. Материал ЛЭД – фосфид индия, квантовая эффективность в обоих случаях $\eta = 0,85$. МУС работает при комнатной температуре $T = 293 \text{ К}$, паразитная емкость в цепи обратной связи $C_{\text{сш}} = 0,12 \text{ пФ}$.

Из соотношения (П1.1) найдем максимально допустимое значение $R_{\text{сш}}$

$$R_{\text{сш}} = (2 \times 2,5 \cdot 10^9 \cdot 0,12 \cdot 10^{-15})^{-1} = 530 \text{ Ом}$$

Средняя входная оптическая мощность на входе ФПр равна

$$P_{\text{сш}} = 10 \log(0,1 P_{\text{сш}}) = 1 \cdot 10^{2-11-28} = 1,585 \cdot 10^{-3} \text{ мВт} = 1,585 \cdot 10^{-6} \text{ Вт}.$$

Монохроматическая токовая чувствительность равна

$$S = 1,55 \cdot 0,85 / 1,24 = 1,06 \text{ А/Вт},$$

следы среднее значения фототока

$$I_p = S_i P_{in} = 1,06 \cdot 1,585 \cdot 10^{-4} = 1,68 \cdot 10^{-4} \text{ А.}$$

По формуле (П1.2а) определим отношение сигнал/помеха в случае использования рп-диода

$$Q = [(1,68 \cdot 10^{-4})^2 \cdot 530 / (4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 2 \cdot 0,7 \cdot 2,5 \cdot 10^3)]^{1/2} = 5,14,$$

следовательно в этом случае $A_{op} = 20 \lg 5,14 = 14,22 \text{ дБ}$.

При использовании ЛФД оптимальный коэффициент умножения находится по формуле (П1.3)

$$M_{opt} = [4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 2 / (530 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,8 \cdot 1,68 \cdot 10^{-4})]^{1/(2+2,8)} = 7,52.$$

Подставляя это значение в формулу (П1.2) получаем отношение сигнал/помеха в TRP равно

$$Q = 1,68 \cdot 10^{-4} \cdot 7,52 / [(2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 1,68 \cdot 10^{-4} \cdot 7,52^{(2+2,8)} + 4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 2 / (530) \cdot 0,7 \cdot 2,5 \cdot 10^3)]^{1/2} = 20,7,$$

что соответствует помехозащищенности в TRP $A_{op} = 20 \lg 20,7 = 26,3 \text{ дБ}$, т.е. выигрыш по сравнению с ФПр на рп-диоде составляет примерно 12 дБ.

Заметим, что и собственная помеха и дробовая (при условии ее главного 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_{op} (которая определяется допустимым коэффициентом ошибок регенератора и эксплуатационным запасом) найти соответствующую (минимальную) чувствительность фотоприемника P_{min} . Минимальная чувствительность ФПр соответствует минимальной средней мощности оптического сигнала на его входе $P_{min} = \text{dec}(0,1 p_{min}) \cdot 10^{-3} \text{ Вт}$. Для ФПр на рп-диоде из формулы (П1.2а) следует, что

$$P_{min} = (Q_{op}/S_i) \cdot (4kT \cdot F_n \cdot I_p/R_{sh})^{1/2}. \quad (\text{П1.4})$$

Если задан эквивалентный шумовой ток I_{sh} , то это выражение упрощается

$$P_{min} = Q_{op} \cdot I_{sh} \cdot \sqrt{I_p} / S_i. \quad (\text{П1.4а})$$

Минимальная чувствительность фотоприемника составит

$$P_{min} = 10 \lg(P_{min}/1 \text{ мВт}) \text{ дБм.}$$

Приложение 1. Помехи в линейном тракте оптического ЦТС

Например, для случая, рассмотренного выше, определим минимальную чувствительность ФПр на pin-диоде, если требуемая помехоустойчивость в ТРР $A_{\text{тн-тр}}$ должна быть не менее 27 дБ.

$$Q_{\text{тн}} = \text{dec}(27/20) = 22,4.$$

$$P_{\text{тн}} = (22,4/1,06) \cdot (4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 2 \cdot 0,7 \cdot 2,5 \cdot 10^8 / 530)^{1/2} = 6,91 \cdot 10^{-8} \text{ Вт},$$

$$P_{\text{тн}} = 10 \lg(6,91 \cdot 10^{-8}) = -21,6 \text{ дБм}.$$

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/э, т.е. $U_{\text{др}}^2 = 2 \cdot U_{\text{св}}^2 / \varepsilon$. С учетом соотношения (П1.4) получаем следующее выражение для минимальной средней мощности оптического сигнала на входе ФПр

$$P_{\text{тн}} = S_i \cdot \left[\frac{Q_{\text{тн}}^2 (1 + 2/\varepsilon) \cdot I_s}{(4kTF_{\text{ш}} / R_{\text{св}})^{1/(2+\varepsilon)} \cdot (q - \varepsilon)^{-2/(2+\varepsilon)}} \right]^{2/(1+\varepsilon)} \quad (\text{П1.5})$$

Соотношение (П1.5) справедливо, если помеха не зависит от уровня сигнала. Такая ситуация характерна для ФПр на pin-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)

$$P_{\text{тн}} = 106^{-1}.$$

$$\left[\frac{22,4^2 (1 + 2/0,8) \cdot 0,7 \cdot 2,5 \cdot 10^8}{(4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 2 / 530)^{1/(2+0,8)} \cdot (1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,8)^{-2/(2+0,8)}} \right]^{2/(1+0,8)} = 1,895 \cdot 10^{-8} \text{ Вт}.$$

Тогда минимальная чувствительность ФПр составит

$$P_{\text{тн}} = 10 \lg(1,895 \cdot 10^{-8}) = -27,2 \text{ дБм}.$$

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 λ_0 . Относительная ширина спектра мала, т.е. $\Delta\lambda_0/\lambda_0 \ll 1$. 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 паз-диаграммы. При $b > 2$ «паз» начинает закрываться, а при $b = 4$ его раскрытие становится равным нулю. Допустимым считается раскрытие не менее 80...90%. Для рассматриваемого случая зависимость раскрытия диаграммы по вертикали H от относительной ширины сигнала 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 стилком оптического тракта передачи на импульс передачи прямоугольной формы или просто стилком ОП.

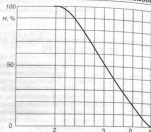


Рис. П2.1. Зависимость раскрытия глаз-диаграммы от относительной ширины оптического ОФ

Режим 1. Спектр оптической несущей относительно широк, а скорость передачи невелика, т.е. $\Delta\lambda_0 \gg 2/T$, где $\Delta\lambda_0$ – ширина спектра оптической несущей. В длинах волн это неравенство может быть переписано так $\Delta\lambda_0 \gg (2/T) \cdot (\lambda_0^2/c)$ или

$$2\lambda_0^2 / (\Delta\lambda_0 \cdot c \cdot T) \ll 1, \quad (\text{П2.1})$$

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

$$2\lambda_0^2 / (\Delta\lambda_0 \cdot c \cdot T) \gg 1. \quad (\text{П2.2})$$

Режим 3. Межсимвольная помеха заметным образом зависит как от ширины оптической несущей, так и от скорости передачи. Очевидно, для этого случая

$$2\lambda_0^2 / (\Delta\lambda_0 \cdot c \cdot T) = 1. \quad (\text{П2.3})$$

Будем оценивать межсимвольную помеху по величине раскрытия H глаз-диаграммы, для чего необходимо найти отклик ОФ $Y(\lambda)$ на

импульс излучения $S(t)$. $Y(t)$ является сверткой импульса с импульсной характеристикой тракта $g(t)$.

$$Y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau) \cdot g(t - \tau) d\tau.$$

Для прямоугольного видеоимпульса длительностью T это выражение записывается как

$$Y(t) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} g(t - \tau) d\tau. \quad (П2.4)$$

Для первого режима работы спектр импульса излучения практически совпадает со спектром оптической несущей, который достаточно точно описывается функцией Гаусса

$$G_s(\lambda) = G_o(\lambda) = \exp\{-(\lambda - \lambda_o)^2 / 2\alpha\lambda^2\},$$

где λ_o – рабочая длина волны, соответствующая максимуму спектральной плотности; $\alpha\lambda$ – среднеквадратическая ширина энергетического спектра оптической несущей. В этом случае импульсная характеристика ОТП будет

$$g(t) = \exp\{-t^2 / 2\alpha_1^2\}, \quad (П2.5)$$

где

$$\alpha_1 = |D| \alpha \lambda \cdot L, \quad (П2.6)$$

среднеквадратическая длительность импульсной характеристики, прием L – длина оптического тракта.

Подставляя (П2.5) в (П2.4) и выполняя замену переменных $x = (t - \tau) / \alpha_1$, получим

$$Y_1(x) = \int_{\frac{x-\beta/2}{\mu}}^{\frac{x+\beta/2}{\mu}} \exp\{-x^2 / 2\} dx, \quad (П2.7)$$

где $Z = \beta T$, а $\mu = \alpha_1 / T$.

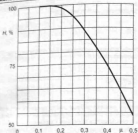


Рис. П2.2. Зависимость раскрытия глаз-диаграммы от обобщенного параметра ОТП μ

Осуществляя численное интегрирование выражения (П2.7) и учитывая, что раскрытие глаз-диаграммы зависит от относительной ширины отклика по основанию (рис. П2.1), построим зависимость раскрытия диаграммы от обобщенного параметра μ (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 $\sigma_s = \mu \cdot T$ и решить полученное уравнение относительно L . $L_{\max} = \mu \cdot T \cdot N \cdot |D| \cdot \sigma_A$.

Например, определим максимальную протяженность оптического тракта исходя из дисперсии для следующих условий:

- скорость передачи $\dot{t} = 622 \text{ Мбит/с}$ (STM-4);
- длина волны излучения $\lambda_0 = 1550 \text{ нм}$;
- коэффициент длины волны хроматической дисперсии $|D| = 0,5 \text{ пс/(нм·км)}$;
- ширина спектра излучателя по уровню -20 дБ $\Delta\lambda_{0,20} = 1 \text{ нм}$;
- раскрытие глаз-диаграммы H не менее 95%.

Убедимся, что в данном случае имеет место работа в режиме 1.

Приложение 2. Максимальная помеха на одномодовом ОП

Определим длительность импульса $T = 1/\Delta f = 1/622 \cdot 10^3 = 1,608 \cdot 10^{-6} = 1,608$ нс. Ширина спектра по основанию приблизительно равна ширине по уровню -20 дБ, т.е. $\Delta\lambda_0 = \Delta\lambda_{-20\text{дБ}}$. Известно, что $\Delta\lambda_{-20\text{дБ}} = -4 \cdot c \Delta f / \nu^2 = 6,07 \cdot \text{нм}$, тогда в соответствии с (П2.1)

$$[2(1,608 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 6,07] / [1 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 1,608 \cdot 10^{-6}] = 0,06 < 1,$$

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 $L_{\text{max}} = 0,25 \cdot 1608 \cdot 6,07 / (3,5 \cdot 1) = 697,2$ км.

Для режима 2 энергетический спектр импульса излучения пропорционален квадрату модуля спектральной плотности радиопульса с прямоугольной огибающей, «гармоническим» заполнением и средней частотой $f_0 = c/\lambda_0$.

$$G_u(f) = \left[\frac{\sin[\pi \cdot (f - f_0) \cdot T]}{\pi \cdot (f - f_0)} \right]^2.$$

Выражая разность частот через разность длин волн и учитывая, что спектр излучения узкополосен, получаем

$$G_u(\lambda) = \left[\frac{\sin[\pi \cdot c \cdot T(\lambda - \lambda_0)]}{\pi \cdot c \cdot T(\lambda - \lambda_0)/\lambda_0^2} \right]^2.$$

Произведя замену переменных, получаем выражение для отклика ОТП в режиме 2.

$$Y_2(z) = \int_{\frac{z-0,5}{u}}^{\frac{z+0,5}{u}} \left[\frac{\sin(\pi \cdot x)}{\pi \cdot x} \right]^2 dx. \quad (\text{П2.7})$$

В этой формуле $x = \delta T$, а $u = \Delta \delta T$, причем $\Delta \delta = (|D| \cdot L \cdot \lambda_0^2) / c \cdot T$.

Произведя численное интегрирование выражения (П2.7) и учитывая график рис. П2.1 получаем зависимость раскрытия глаздиagramмы от обобщенного параметра u . График этой зависимости приведен на рис. П2.3.

Для этого случая в качестве примера определим также максимальную длину оптического тракта для следующих параметров:

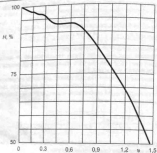


Рис. П2.3 Зависимость раскрытия глаз-диаграммы от обобщенного параметра OTPI η

- скорость передачи $\xi = 10 \text{ Гбит/с}$ (STM-64);
- длина волны излучения $\lambda_0 = 1550 \text{ нм}$;
- коэффициент удельной хроматической дисперсии $|D| = +18 \text{ пс/(нм·км)}$;
- ширина спектра излучателя по уровню -20 дБ $\Delta\lambda_{\text{пол}} = 0,01 \text{ нм}$;
- раскрытие глаз-диаграммы H не менее 90%.

Вначале убедимся, что в данном случае имеет место работа в режиме 2. Определим длительность импульса $T = 1/\xi = 1/10 \cdot 10^9 = +100 \text{ пс}$. Как и в предыдущем случае полагаем, что ширина спектра по основному приближению равна ширине по уровню -20 дБ , т.е. $\Delta\lambda_0 \approx \Delta\lambda_{\text{пол}}$. Тогда $\sigma\lambda = \Delta\lambda_0/0,07$. Подставляя первую часть выражения (П2.2) $[2(1550 \cdot 10^{-9})^2 \cdot 0,07] / [0,01 \cdot 10^{-9} \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 1 \cdot 100^{10}] = 97,22 > 1$, убеждаемся, что тракт работает в режиме 2.

Обращаясь к графику на рис. П2.3, находим для $H = 90\%$ $\eta = 0,76$. Приравняв, как и в предыдущем примере, требуемую величину обобщенного параметра к допустимой и решая полученное уравнение относительно L , получаем

$$L_{\text{max}} = \psi \cdot T^2 \lambda [D \lambda_0] = 0,35 \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot (100 \cdot 10^{-12})^2 / \\ \cdot (18 \cdot 10^{-3} \cdot (1550 \cdot 10^{-9})^2) = 52,7 \text{ км.}$$

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. Отпуская 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,

$$Y_{\beta}(z) = \int_0^{\pi/\mu} \left(1 - \frac{\nu}{\pi} \cdot x\right) \cdot \frac{\sin x}{x} \cdot \exp(-2\mu^2 \cdot x^2) \cdot \cos(2z \cdot x) dx, \quad (\text{П2.8})$$

где

$$z = t/T, \mu = \sigma_1/T, \nu = \Delta t/T. \quad (\text{П2.9})$$

В выражении (П2.8) от величины обобщенного параметра ν зависит только та составляющая отклика ОТП, которая обусловлена

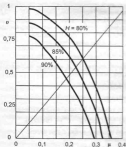


Рис. П2.4. Графики равного раскрытия глаз-диаграммы

Приложение 2. Максимальная помеха на одномодовых СВ

конечной длительностью импульса излучения. В первом режиме параметр ν следует положить равным нулю, при этом верхний предел интеграла (П2.8) будет стремиться к бесконечности. Обобщенный параметр μ характеризует только ту составляющую отклика, которая обусловлена конечной шириной спектра оптической насыщенности. 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

$$L = c\nu[\Omega] \lambda_0^{-2} \xi^2, \quad L = \mu[\Omega] c \alpha \lambda^{-1} \xi.$$

Исключив L , получим

$$\nu = [\lambda_0^{-2} \xi / c \alpha] \mu.$$

Это уравнение прямой линии, проходящей через начало координат графиков, показанных на рис. П2.4. Точка ее пересечения с соответствующей кривой определяет искомую пару параметров (μ, ν) .

Положим сказанное примером. Пусть, $[\Omega] = 3,5 \text{ пол/нм}\cdot\text{км}$, $\xi = 10 \text{ ПГц}$, $\alpha \lambda = 0,033 \text{ нм}$, $\lambda_0 = 1550 \text{ нм}$ и $H = 90\%$. Найдем угловой коэффициент прямой, проходящей через начало координат.

$$\lambda_0^{-2} \xi / c \alpha \lambda = (1550 \cdot 10^{-9})^2 \cdot 10^{15} / 3 \cdot 10^8 \cdot 0,033 \cdot 10^{-9} = 2,427.$$

Принимая $\mu = 0,4$, получаем

$$\nu = 0,4 \cdot 2,427 = 0,971.$$

Проведя прямую на рис. П2.4, находим координаты ее пересечения с кривой, соответствующей

$$H = 90\%: \mu = 0,187, \nu = 0,450.$$

Рассчитываем длины участка:

$$L_1 = 3 \cdot 10^8 \cdot 0,45 / 3,5 \cdot 10^9 [1,55 \cdot 10^{-6}]^2 \cdot 10^{15} = 160547 \text{ м},$$

$$L_2 = 0,187 (3,5 \cdot 10^9 \cdot 0,033 \cdot 10^{-9} \cdot 10^{15}) = 161905 \text{ м}.$$

Максимальная протяженность будет близка к средней геометрической этих значений

$$L_{\text{max}} = (160547 \cdot 161905)^{1/2} = 161 \text{ км}.$$

Англоязычные аббревиатуры и термины, часто используемые в телекоммуникационной технике

ADM	add-drop multiplex мультиплексирование с вводом-выводом
AIS	alarm indication signal сигнал индикации аварийного состояния (СИАС)
Alloc	allocation доля от суммарной нормы
AMI	alternate mark inversion code дропный код с чередованием полярности единиц
APQ	allocated performance objective опорное значение показателя ошибок
APS	automatic protection switching автоматическое переключение на резерв
ARPL	after repair performance level уровень качества после ремонта
ASE	amplified spontaneous emission усиление спонтанного излучения
ATM	asynchronous transfer mode асинхронный режим переноса
AU	administrative unit административный блок
AUG	administrative unit group группа административных блоков
AU-n	administrative unit-n административный блок n-го уровня
B3ZS	bipolar with 3-zero substitution биполярный код с заменой трех нулей специальной кодовой комбинацией
BBE	background block error блок с фоновыми ошибками
BBER	background block error rate коэффициент ошибок по блокам с фоновыми ошибками
BE	block error блок с ошибками
BER	bit error ratio коэффициент ошибок по битам
BL	biphase-level абсолютный бимпульсный код

Аналоговые аббревиатуры и термины

BIP	bit interleaved parity четность чередующихся битов
BISFO	bring-in-to-service performance objective значение показателя качества для приема объекта в эксплуата- цию
BITS	building integrated timing supply интегральная система синхронизации
BSNR	bidirectional SNR (см.) двухнаправленное самовосстанавливающееся кольцо
CAS	channel associated signaling сигнализация по выделенному каналу
CM	coded mark inversion двухуровневый код без возвращения к нулю с инверсией по- следовательных единиц
CMIP	common management information protocol протокол общей управляющей информации
CMISE	common management information service element сервисный элемент общей управляющей информации
C-n	container of level n контейнер n-го уровня
CRC	cyclic redundancy check циклический избыточный код для контроля ошибок
DBI	differential biphase относительный бимпульсный код
DCC	data communication channel служебный канал передачи данных
DCN	data communication network сеть передачи данных
DPL	degraded performance level порог ухудшения качества
Dsn	digital service/signal of level n цифровой сервис/сигнал n-го уровня
DWDM	dense wavelength division multiplexing высокоплотное мультиплексирование с разделением по длине волны
DXC	digital cross connect equipment аппаратура цифрового кроссового переключения
EB	erased block блок с ошибками
EBER; EXBER	excessive bit error ratio чрезмерный коэффициент ошибок по битам
ECC	embedded communications channel встроенный канал связи
EDFA	erbium doped fiber amplifier оптический усилитель на волокне, легированном эрбием
404	

EMF	equipment management function функция управления оборудованием
En	electrical interface signal of level n сигнал n-го уровня на электрическом стыке
EOW	engineering order wire технологический служебный канал
ES	errored second секунда с ошибками
ES	electrical section электрическая секция
ESR	error seconds ratio коэффициент секунд с ошибками
ETSI	Europe telecommunication standard institute европейский институт стандартизации электросвязи
FAL	frame alignment loss потеря циклового синхронизма, потеря циклового фазирова- ния
FAS	frame alignment signal цикловой синхросигнал, сигнал циклового фазирования
FEBE	far end block error ошибка в блоках на дальнем конце (стар., см. REI)
FERF	far end receive failure неисправность приема на дальнем конце (стар., см. RDI)
FM	fault management управление отказами
FOMOT	Four Mode Ternary четырёхмодовый трюмный код
GNE	gateway network element шлюзевой сетевой элемент
GPS	global positioning system глобальная система позиционирования (объекта)
HCS	high order connection supervision дистанционный контроль соединений тракта высшего порядка
HDBn	high-density bipolar code of order n биполярный код высокой плотности порядка n
HDLC	high level data link control высокоуровневое управление каналом данных
HO	higher order высокий порядок
HOA	higher order assembler сборка виртуального контейнера верхнего уровня
HOI	higher order interface стык высокого порядка, интерфейс тракта высшего порядка
Holdover	ускорение (задерживание)

Аналитические аббревиатуры и термины

HQVC	higher order virtual container виртуальный контейнер высокого порядка
HP	higher order path тракт высокого порядка
HPA	higher order path adaptation адаптация тракта высокого порядка
HPC	higher order path connection функциональный блок переключения трактов высокого по- рядка
HPOM	higher order path overhead monitor контроль заголовка тракта высокого порядка
HPP	higher order path protection function функция резервирования (защиты) тракта высокого порядка
HPT	higher order path termination окончание тракта высокого порядка
HPX	high order path connection соединение трактов высокого порядка
HTCT	higher order tandem connection termination окончание последовательного соединения высокого порядка
HUG	higher order path unequipped generator генератор сигнала необорудованности тракта высокого по- рядка
ISDN	integrated service digital network цифровая сеть с интегрированной службой
ISO	international organization for standardization Международная организация по стандартизации
ITU-T	ITU Telecommunication standardization sector Сектор стандартизации телекоммуникации МСЭ (МСЭ-T)
LCN	local communication network местная (локальная) сеть связи
LCS	lower order connection supervision дистанционный контроль соединения низкого порядка
LED	light emitting diode светодиод
LO	lower order низкий порядок
LOC	loss of clock прекращение тактового сигнала
LOF	loss of frame alignment прекращение циклового синхронизма
LOI	lower order interface связь низкого порядка, интерфейс тракта низкого порядка
LOM	loss of multiframe прекращение сверхкадра

LOP	loss of pointer пропадание указателя
LOS	loss of signal пропадание сигнала
LOWC	lower order virtual container виртуальный контейнер низшего уровня
LP	lower order path тракт низкого порядка
LPA	lower order path adaptation адаптация тракта низшего порядка
LPC	lower order path connection функциональный блок переключения трактов низшего порядка
LPCM	lower order path overhead monitor контроль заголовка тракта низшего порядка
LPP	lower order path protection резервирование тракта низшего порядка
LPS	line protection switch переключение линии на резерв
LPT	lower order path termination окончание тракта низшего порядка
LPX	lower order cross connect кроссовые соединения низшего порядка
MAF	management application function прикладная функция управления
MAN	metropolitan area network национальная сеть
MCF	message communication function функциональный блок передачи сообщений
MD	mediation device медиатор (устройство сопряжения)
MF	mediation function медиаторная функция (функция устройства сопряжения)
MLM	multi-longitudinal mode laser многомодовый лазер
MRTIE	maximum relative time interval error максимальная относительная ошибка по временному интервалу
MSA	multiplex section adaptation адаптация мультиплексной секции
MSOH	multiplex section overhead заголовок мультиплексной секции
MSP	multiplex section protection резервирование мультиплексной секции
MST	multiplex section termination окончание мультиплексной секции

Анализические аббревиатуры и термины

MTI	maximum time interval error максимальная ошибка временного интервала
MTP	multiplex timing physical interface физический стык синхронизации мультимплексора
NC	network connection, соединенные сетевого уровня
NDF	new data flag флаг «новый данные», флаг новых данных
NE	network element сетевой элемент
NEF	network element function функция сетевого элемента
NN	network node interface стык сетевого узла
NRT	non return to zero код без возвращения к нулю
OSMAP	operations, administration, maintenance and provisioning эксплуатация, управление, техническое обслуживание и обеспечение (функции и сервис)
OS	operation system операционная система
OS	optical section оптическая секция
OSF	operations system functions, функции операционной системы
OSI	open system interconnection взаимосвязь открытых систем (ВОС)
OTN	optical transport network оптическая транспортная сеть
PCM	pulse code modulation импульсно-кодовая модуляция
PDH	plesiochronous digital hierarchy plesiochronous цифровая иерархия (ПЦИ)
Pn	PDH path layer with n plesiochronous тракт ПЦИ n-го уровня
PO	performance objective суммарные нормы на показатель качества
POH	path overhead трастовый заголовок
PP	plesiochronous physical interface plesiochronous физический интерфейс
PRC	primary reference clock первичный эталонный генератор
PST	pair select ternary парно-кобирательный троечный (ПТТ) код
PTN	pointer указатель

Англоязычные аббревиатуры и термины

QAM	quadrature amplitude modulation квадратурная амплитудная модуляция
RDI (FERF)	remote defect indication индикация повреждений на дальнем конце
REI (FEDE)	remote error indication индикация ошибок на дальнем конце
RMS	root mean square среднеквадратичное значение
ROSE	remote operations service element сервисный элемент удаленных операций
RSOH	regenerator section overhead заголовок регенерационной секции
RST	regenerator section termination окончание регенерационной секции
RZ	return to zero код с возвращением к нулю
SDH	synchronous digital hierarchy синхронная цифровая иерархия (СЦИ)
SEC	SDH equipment clock задающий генератор оборудования СЦИ
SEMF	synchronous equipment management function функциональный блок управления синхронным оборудова- нием
SES	severely errored seconds секунды, пораженные ошибками
SETPI	synchronous equipment timing physical interface физический интерфейс сигналов тактирования синхронного оборудования
SETS	synchronous equipment timing source источник тактовых сигналов синхронного оборудования
SHR	self healing ring самовосстанавливающееся кольцо
SLM	single-longitudinal mode laser одномодовый лазер
SM	synchronous multiplexer синхронный мультиплексор
SMN	SDH management network сеть управления в синхронной цифровой иерархии
SMS	SDH management subnetwork подсеть управления в синхронной цифровой иерархии
SVC	subnetwork connection подключение подсети
SOH	section overhead секционный заголовок
SONET	synchronous optical network синхронная оптическая сеть

SP	SDH physical interface синхронный физический интерфейс
SPRING	shared protection ring совместное кольцо резервирования
SS7	signalling system 7 система сигнализации № 7 (QXC № 7)
SSM	synchronisation status message сообщение о статусе синхронизации
SSU	synchronisation supply unit блок (аппаратура) обеспечения синхронизацией
STM-n	synchronous transport module – level n синхронный транспортный модуль n-го уровня
TCH	telecommunications network телекоммуникационная сеть
TDEV	time deviation девиация во времени
TMN	telecommunication management network сеть управления телекоммуникацией
TNC	transit node clock таймер транзитного узла
TF	transport terminal function блок (функция) транспортного терминала
TU	tributary unit трибутарный (нагрузочный) блок
TUG	tributary unit group группа трибутарных блоков
TVAR	time variance временная вариация
UI	unit interval единичный интервал
UNEQ	unequipped необорудованный, неподготовленный
UPL	unacceptable performance level порог недопустимого качества
USHR	unidirectional SHR (см.) однонаправленное самовосстанавливающееся кольцо
USR	user channel канал пользователя
UTC	universal time, coordinated универсальное координированное время
VC-m	virtual container, level m виртуальный контейнер, уровень m (низший)
VC-n	virtual container, level n виртуальный контейнер, уровень n (высший)
VP	virtual path виртуальный тракт

WDM	wavelength division multiplexing мультиплексирование с разделением по длине волны
HEC	header error control (field) управление ошибками в заголовке (поле)
OHA	overhead access доступ к заголовку
XDSL	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. **Высокоскоростные системы передачи:** Учебник для вузов/ Н.Н.Балаев, В.Н.Гордиенко, С.А.Курдюков и др.; Под ред. Н.Н.Балаева 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. Крумалев, В.Н. Гордиенко, В.И. Иванко и др.; Под ред. В.Н. Гордиенко и В.В. Крумалева. – М.: Радио и связь. – 1996. – 344 с.: ил.
3. **Цифровые и аналоговые системы передачи:** Учебник для вузов/ Иванко 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/ В.В.Скворцов, В.И.Иванко, В.В.Крумалев и др.; Под ред. В.И.Иванова. – М.: Радио и связь. – 1994. – 224 с.: ил.
5. **Крем Е.И., Попандопуло В.И., Шувалов В.Л.** Телекоммуникационные системы и сети. Т.1: Учебное пособие/Изд. 2-е, изм. и доп. – Новосибирск: Сиб. предприятие «Наука» РАН, 1998. – 536с.: ил.
6. **Селев Н.Н.** Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. – М.: Радио и связь, 2000.
7. **Гордиенко В.Н., Колофонтос С.Н., Кунегин С.В., Цыбулин М.К.** Современные высокоскоростные цифровые телекоммуникационные системы. 4.1. Синхронная цифровая иерархия: Учебное пособие/ МТУСИ – М, 1998. – 30 с.: ил.
8. **Гордиенко В.Н., Колофонтос С.Н., Кунегин С.В., Цыбулин М.К.** Современные высокоскоростные цифровые телекоммуникационные системы. 4.2. Групповое формирование в синхронной цифровой иерархии: Учебное пособие/МТУСИ – М, 1998. – 76 с.: ил.
9. **Гордиенко В.Н., Кунегин С.В., Тверецкий М.С.** Современные высокоскоростные цифровые телекоммуникационные системы. 4.4. Проектирование высокоскоростных синхронных сетей СЦИ: Учебное пособие/ МТУСИ – М, 2001. – 30 с.: ил.
10. **Запорожченко Е.К., Гордиенко В.Н.** Основы построения сетей управления телекоммуникациями (ТМУ): Учебное пособие/МТУСИ – М, 2002. – 30 с.: ил.
11. **Алексеев Е.В.** Основы технической эксплуатации современных волоконно-оптических систем передачи. Учебное пособие. – М.: ИТК при МТУСИ, 1999. – 195 с.: ил.
12. **Алексеев Е.В.** Особенности технической эксплуатации волоконно-оптических систем и сетей синхронной цифровой иерархии. Учебное пособие. – М.: ИТК при МТУСИ, 1999. – 183 с.: ил.

Список литературы

13. **Алексеев Е.Б.** Принципы построения и технической эксплуатации фотонных сетей связи. Учебное пособие. – М.: ИПК при МТУСИ, 2000. – 70 с. ил.
14. **Алексеев Е.Б.** Транспортные сети СДМ. Проектирование, техническая эксплуатация и управление. Учебное пособие. – М.: ИПК при МТУСИ, 2003. – 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.** Максимальная помеха в оптических системах передачи. Учебное пособие/МТУСИ – М., 2004. – 43 с. ил.
17. **Слепов Н.Н.** Скоростные цифровые сети SDH. – М.: ЭКО-ТЕНДЗ, 1997. – 180 с. ил.
18. **Какин 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, измерений. – М.: Компания САЙРУС СИСТЕМС, 1999. – 671 с. ил.
20. **Убайдуллаев Р. Р.** Волоконно-оптические сети. – М.: Эко-Тренда, 2000. – 270 с. ил.
21. **Основы управления сетью Российской Федерации** В.Б.Бутлак, Л.Е.Варакин, А.Е.Крупнов и др.: Под ред. А.Е.Крупнова и Л.Е.Варакина. – М.: Радио и связь, 1996. – 164 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 «Информасвязь» – 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. **Листини А.В., Листини В.Н., Шмырков Д.В.** Оптические волокна для пассивной связи. – М.: ЛЕСАРарт, 2003. – 288 с., ил.

Предметный указатель

А

Алел 321
Адаптер 330
Аномалия
Аппаратура оперативного переключения (АОП) 8, 330

Б

Блок центральный 85
— нагрузочный 193

В

Волна оптическая 274
— одномодовая 265, 268
Волна
(динамический уровень) 30
Время доставки 102
Вставка 125, 139, 179

Г

Генератор звуковой 8, 92
— вторичный 305
— — местный 305
— переносный (табачный) 302, 408
— с прецизионной сверхосла-
бкой 95
Глав-диаграмма 156, 157
— рисунки 158

Д

Дефект 342
Дисперсия 147
Доступ абонентский 172

З

Заголовок-соединительный 309

И

Излучение усиленное спонтанное 261
Интерфейс оптический «серый» 278
— — «цветной» 278

К

Канальный интервал 8, 76
Код алфавитный 177
— без возвращения к нулю 174
— бимпульсный абсолютный 174
— — относительный 175
— блочный 178
— двухуровневый 173
— квазитрехный 97, 175
— с возвращением к нулю 174
— с законом походов нулей 177
— с измерением токовых посылок 176
— с чередованием полярности импульсов 175
— трехуровневый 175
— трюмный 175
— четырехмодовый трюмный FOMOT 180
Кодовое слово (кодовая комбинация) 208
Конвертор волновой 281
Контейнер виртуальный 192
— высокого уровня 193
— низкого уровня 193
— объединенный (считок) 208
Коррекция немомомольных иска-
жений 149
Коэффициент активности канала 382
— ириации Аллена 101
— ошибок регенератора 152
— психометрический 32
— согласования скоростей периоди-
чи 131
— цифрового согласования 139
— шума 263

М

Меднатор 322, 324
Менеджер 317
Модуль оптический передающий 288

- оптический приемный 258
- синхронный транспортный 410
- Модуляция амплитудно-импульсная (АИМ) 8, 42
- амплитудно-кодовая (ИКМ) 8
- дифференциальная 365
- Мощность сигнала максимальная 26
- средняя 26
- Мультиплексирование асинхронное (плетехроновое) 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

- Пакет фактор сигнала 416
- Пакет синхросигнала скользящий 106
- Помеха дискретизации 50
- квантования 52
- линейная 147
- межканальная (интерференционная) 147
- нежелательного канала (молчания) 62
- тепловая 183
- Помехозащищенность сигнала 26
- Поток агрегатный 41
- доступа 236
- компонентный 121
- Проследывание неуправляемое 337

- управляемое 337

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
- синхронизирующий 37
- цифровой 12
- цифровой синхронизации 106
- Сигнала динамический диапазон 26
- квантование неравномерное 54
- квантование равномерное 55
- кодирование 59
- комбинирование 66
- регенерация 16
- стробирование 47
- эффективно передаточная полоса частот 27
- Синхронизация тактовая (частотная) 90
- цикловая 105
- фазовая 90
- Синхронизма восстановление 106
- помех 106
- свой 105
- удерживание 406
- Скремблер 167
- Согласование скоростей передачи 196

Т

- Точка решения регенератора (ТРР) 9, 145
- Транкодер 278

У

- Указатель 332
- нулевой 185
- Уплотнение волновое (спектральное)

Предметный указатель

код 266

— полный 266

трасса, тепловая мощность 270

— передача привода 270

— чувствительности привода 270

трассы передачи абсолютные 23

— — — — — 23

Ц

Циф (цифровые) 72

Цифровая передача телекоммуникаций (ЦПТ) 409

— синхронная (СЦПТ) 410

Ч

Частота дискретизации 46

— тактовая 27

Частоты стабильность 101

— точность 101

— фазовая автоподстройка 9

— частоты 92

Ш

Шаг квантования 372