

УЧЕБНИК

ДЛЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

СПЕЦИАЛЬНОСТЬ



ЦИФРОВЫЕ И АНАЛОГОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

Горячая линия-Телеком



ЦИФРОВЫЕ И АНАЛОГОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

Под редакцией В.И.Иванова

**Рекомендовано Министерством связи РФ
в качестве учебника для студентов
высших учебных заведений, обучающихся
по направлению «Телекоммуникации»
и специальности «Многоканальные
телекоммуникационные системы»**

**Москва
Горячая линия – Телеком
2003**

ББК 32.883
Ц75
УДК 621.372.88 (075)

Авторы: В. И. Иванов, В. Н. Гордиенко, Г. Н. Попов, Л. Б. Аснин, В. Н. Репин, М. С. Тверецкий, К. Е. Заславский, Р. И. Исаев

Рецензенты: Б. Я. Лихтциндер, Г. В. Мелик-Шахназарова

Цифровые и аналоговые системы передачи: Учебник для Ц75 вузов/ В. И. Иванов, В. Н. Гордиенко, Г. Н. Попов и др.; Под ред. В. И. Иванова. - 2-е изд. - М.: Горячая линия - Телеком, 2003.-232 с: ил.

ISBN 5-93517-116-3.

Рассматриваются основные принципы построения проводных и радиосистем передачи с частотным и временным разделением каналов. Излагаются вопросы построения оконечного оборудования, линейных трактов аналоговых, цифровых и оптических систем передачи.

Для студентов вузов связи.

ББК 32.883

Учебное издание

Иванов Вячеслав Ильич, Гордиенко Владимир Николаевич, Попов Григорий Николаевич и др.

ЦИФРОВЫЕ И АНАЛОГОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

Учебник Обложка художника В. Г. Ситни-

кова

ЛР №071825 от 16.03.99 г.

Подписано в печать 15.12.02 Формат 60X88/16

Бумага офсетная №1. Гарнитура Лтез Иеу Котап. Печать офсетная.

Усл. печ. л. 14,5 Уч.-изд. л. 16,39 Тираж 2000 экз. Изд. №116

ISBN 5-93517-116-3

© Иванов В. И., Гордиенко В. Н.,
Попов Г. Н. и др., 1995, 2003

© Оформление издательства «Горячая линия - Телеком», 2003

ПРЕДИСЛОВИЕ КО ВТОРОМУ ИЗДАНИЮ

За последние годы около тридцати вузов РФ открыли подготовку инженерных кадров по направлению 654400 «Телекоммуникации» и испытывают острую нехватку в обеспечении учебного процесса учебниками и учебными пособиями. Приведенный в учебнике «Цифровые и аналоговые системы передачи» материал в основном является базовым, а поэтому не теряет своей актуальности по мере развития средств телекоммуникаций. В книге уделено большое внимание цифровым системам передачи, работающим по проводным, спутниковым, радиорелейным и оптическим линиям связи. Материал учебного пособия соответствует основным требованиям нового Государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования второго поколения, принятого в 2000 году.

Следует обратить внимание на то, что за прошедшие годы (первое издание вышло в свет в 1996 г.) произошли изменения в названиях некоторых вузов, сотрудники которых принимали участие в написании учебника, а именно: Новосибирский электротехнический институт связи (НЭИС) ныне называется Сибирским государственным университетом телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ), Поволжский институт информатики, радиотехники и связи (ПИИРС) - Поволжской государственной академией телекоммуникаций и информатики (ПГАТИ).

ВВЕДЕНИЕ

Средства общения между людьми (средства связи) непрерывно совершенствуются в соответствии с изменениями условий жизни, развитием культуры и техники. Сегодня средства связи стали неотъемлемой частью производственного процесса и нашего быта. Современные системы связи должны не только гарантировать быструю обработку и надежность передачи информации, но и обеспечивать выполнение этих условий наиболее экономичным способом.

Информация передается по каналам связи (рис. 8.1).

Линией связи называется среда распространения электромагнитных волн, используемая для передачи сигналов от передатчика (Пер) к приемнику (Пр). Такой средой могут быть воздушная, кабельная, радиорелейная линии связи, волноводы и т. д. Передатчик, линия связи и приемник образуют канал связи. Источник сообщений, передатчик, линия связи, приемник и получатель сообщений образуют систему связи.

Высокая стоимость линий связи обуславливает разработку систем и методов, позволяющих одновременно передавать по одной линии связи большое число независимых сообщений, т. е. использовать линию многократно. Такие системы передачи называются многоканальными. Связь, осуществляемую с помощью этих систем, принято называть многоканальной.

Основной задачей, которая решается при создании многоканальной связи, является увеличение дальности связи и числа каналов.

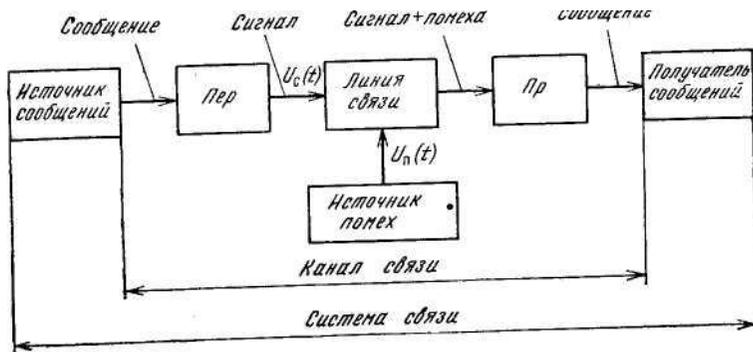


Рис. 8.1. Обобщенная схема канала связи

В истории развития телефонной связи можно выделить три этапа.

Первый этап характеризуется появлением электрической связи - созданием первого электромагнитного телеграфа, изобретенного в начале 1830-х гг. русским ученым П. Л. Шиллингом.

Задача увеличения дальности связи эффективно решена русским академиком Б. С. Якоби, предложившим в 1858 г. телеграфную трансляцию. В том же году было положено начало повышению эффективности использования линейных сооружений: русский инженер З. Я. Слонимский изобрел дуплексное телеграфирование.

Первый вклад в технику многоканальной связи был сделан Г. И. Морозовым в 1869 г., предложившим способ одновременного телеграфирования по общей цепи с помощью токов различных частот.

Началом развития телефонной связи считается 1876 г., когда американец А. Белл предложил использовать для передачи речи на расстояние электромагнитный прибор, названный телефоном. В 1878 г. была разработана схема телефонного аппарата с угольным микрофоном. В этом же году Т. Эдисон предложил использовать в схеме передачи речи трансформатор, что обеспечивало двустороннюю передачу и большую дальность.

В 1880 г. Г. Г. Игнатьев создал схему для одновременного телеграфирования и телефонирования, основанную на разделении телеграфных и телефонных сигналов с помощью простейших электрических фильтров, т. е. был открыт принцип частотного разделения каналов. В это же время Пикар и Кайло предложили схемы для одновременного телеграфирования и телефонирования на основе применения принципа уравновешенного моста.

Хотя таким образом были созданы предпосылки для построения многоканальных систем связи, однако практически на первом этапе развития междугородной связи использовались отдельные телеграфные и телефонные цепи. Изучение свойств и опыт проектирования и строительства таких цепей позволили со временем перейти к практическому созданию многоканальных систем связи. Это стало возможным после развития методов радиотехники, изобретения электронных ламп и применения их для усиления, генерации переменных токов, модуляции и демодуляции, разработки теории и методов проектирования электрических фильтров, выравнителей и других элементов.

Второй этап развития многоканальной связи начинается с создания дуплексных усилителей. В 1915 г. инженер, капитан русской армии В. И. Коваленков продемонстрировал макет ламповых телефонных трансляторов на Всероссийском съезде инженеров-электриков. Предложенная им идея двустороннего действия с дифференциальной системой соединения до сих пор остается основой построения дуплексных усилителей каналов тональной ча-

сты (ТЧ). В 1922 г. в Бологом был установлен первый телефонный транслятор системы Коваленкова, обеспечивающий уверенную связь Петрограда с Москвой. Были организованы телефонные магистрали большой протяженности (Москва — Тбилиси, Москва — Магнитогорск и др.). т. е. на втором этапе теоретически была решена проблема увеличения дальности связи.

Третий этап характеризуется решением проблемы многоканальности. В конце 20-х гг. был реализован полосовой фильтр, позволяющий выделять одну боковую полосу частот. К 1930 г. появилась отечественная трехканальная аппаратура. В 1940 г. была сдана в опытную эксплуатацию, первая в СССР 12-канальная система передачи по воздушным линиям из цветных металлов. Началась прокладка кабельных линий. Был создан кабель нового типа — коаксиальный, пригодный для использования в широком спектре частот.

После войны техника многоканальной связи стала развиваться особенно интенсивно. Было налажено производство симметричного кабеля, разработана аппаратура К-12, затем 24- и 60-канальные системы К-24-2 и К-60. Для передачи по коаксиальным кабелям разработаны системы К-120, К-300, К-1920, К-3600, К-2700, К-5400, К-Ю800. Все более широкое применение получают РРЛ большой емкости. Одновременно развиваются цифровые системы передачи (ИКМ-12, ИКМ-24, ИКМ-30, ИКМ-120, ИКМ-480, ИКМ-1920 и др.), которые постепенно вытесняют аналоговые.

Последние два десятилетия знаменуются развитием волоконно-оптических систем передачи (ВОСП). По сравнению с существующими системами, работающими по медному кабелю, ВОСП обладают рядом преимуществ, основными из которых являются: широкая полоса пропускания, позволяющая организовывать необходимое число каналов по одному волоконно-оптическому тракту; возможность предоставления абоненту наряду с телефонной связью любых из существующих ныне и создаваемых в процессе развития видов услуг связи (телевидение, телефакс, широкополосное радиовещание, различные телематические и справочные службы, рекламу, местную связь и др.); высокая защищенность от электромагнитных помех; малое километрическое затухание и возможность организации регенерационных участков большой протяженности; значительная экономия меди и потенциально низкая стоимость оптического кабеля. В настоящее время на городских телефонных сетях (ГТС) активно внедряются ВОСП ИКМ-120-4/5, ИКМ-480-5 («Сопка-1»), на магистральных и зонавых — «Сопка-2», «Сопка-3», «Сопка-4», «Сопка-5» и др.

Основными направлениями в развитии систем передачи являются: повышение эффективности использования линий связи, увеличение дальности связи, повышение ее качества и надежности, постоянное техническое совершенствование элементов и узлов аппаратуры.

Глава 1. ПРИНЦИПЫ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ

1.1. СИГНАЛЫ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ И ИХ ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Задачей техники многоканальной связи является одно- или двусторонняя передача на большие расстояния различного рода информации. Все виды информации, передаваемые с помощью средств электрической связи, можно разделить на две группы: сообщения и данные.

К сообщениям относится информация, воспринимаемая органами чувств одного или нескольких человек. Сообщениям свойственна так называемая избыточность, т. е. наличие в данной информации элементов, несущественных для правильного понимания ее содержания. Такие элементы могут быть отброшены без потери смысла передаваемой информации.

К данным относится информация, передаваемая в виде целесообразно выбранных символов, пригодных для машинной обработки, и бедная или не обладающая избыточностью.

Сообщения, передаваемые по каналам связи, преобразуются передатчиком (см. рис. В.1) в непрерывные (аналоговые) или дискретные (прерывистые) электрические сигналы или сигналы электросвязи (первичные сигналы). К последним относятся: телефонный, звукового вещания, факсимильный, телевизионный, телеграфный, передачи данных.

Телефонный (речевой) сигнал. Звуки речи образуются в результате прохождения воздушного потока из легких через голосовые связки и полости рта и носа. Частота импульсов основного тона лежит в пределах от 50 ... 80 Гц (бас) до 200 ... 250 Гц (женский и детский голоса). Импульсы основного тона содержат большое число гармоник (до 40), причем их амплитуды убывают с увеличением частоты со скоростью приблизительно 12 дБ на октаву. При разговоре частота основного тона меняется в значительных пределах. Высокое качество передачи телефонного сигнала характеризуется уровнем громкости, разборчивостью, естественным звучанием голоса, низким уровнем помех. Эти факторы определяют требования к телефонным каналам.

Основными характеристиками телефонного сигнала являются:

мощность телефонного сигнала $P_{\text{Тлф}}$. Согласно данным МККТТ (Международный консультативный комитет по телеграфии и телефонии) средняя мощность телефонного сигнала в точке с нулевым

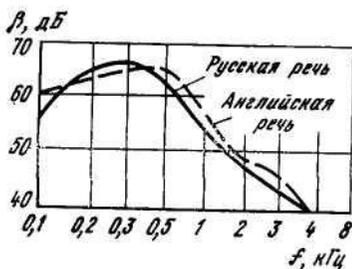


Рис. 1.1. Энергетический спектр речевого сигнала

измерительным уровнем на интервале активности составляет 88 мкВт. С учетом коэффициента активности (0,25) средняя мощность телефонного сигнала равна 22 мкВт. Кроме речевых сигналов в канал поступают сигналы управления, набора номера, вызова и т. д. С учетом этих сигналов среднюю мощность телефонного сигнала принимают равной 32 мкВт, что соответствует уровню $p_{cp} = -15$ дБм0;

коэффициент активности телефонного сообщения, т. е. отношение времени, в течение которого мощность сигнала на выходе канала превышает заданное пороговое значение, к общему времени занятия канала для разговора. При разговоре каждый из собеседников говорит приблизительно 50% времени. Кроме того, отдельные слова, фразы отделяются паузами. Поэтому коэффициент активности составляет 0,25 ... 0,35;

динамический диапазон телефонного сигнала — десять десятичных логарифмов отношения максимальной мощности к минимальной (или разность между максимальным и минимальным уровнями сигнала):

$D = 10 \lg (p_{max}/p_{min}) = p_{max} - p_{min}$. Для телефонного сигнала $D = 35... 40$ дБ;

пик-фактор сигнала $Q = 10 \lg (p_{max}/p_{cp})$ или $Q = p_{max} - p_{cp}$, который составляет $Q = 14$ дБ. При этом максимальная мощность, вероятность превышения которой исчезающе мала, равна 2220 мкВт (+ 3,5 дБм0);

энергетический спектр речевого сигнала — область частот, в которой сосредоточена основная энергия сигнала (рис. 1.1) $\beta = 10 \lg [P^2(f) / P_0^2] \Delta f$, где $P^2(f)$ — спектральная плотность среднего квадрата звукового давления; P_0 — порог слышимости (минимальное звуковое давление, которое начинает ощущаться человеком с нормальным слухом на частотах 600... 800 Гц); $\Delta f = 1$ Гц. Из рис. 1.1 следует, что речь представляет собой широкополосный процесс, частотный спектр которого простирается от 50... 100 до 8000 ... 10 000 Гц. Установлено, однако, что качество речи получается вполне удовлетворительным при ограничении спектра частотами 300 ... 3400 Гц. Эти частоты приняты МККТТ в качестве границ эффективного спектра речи. При указанной полосе частот слоговая разборчивость составляет около 90%, разборчивость фраз — более 99% и сохраняется удовлетворительная натуральность звучания;

количество информации речевого сигнала

$$I_p = \eta \Delta F \log_2(1 + P_{p.c.p} / P_w), \quad (1.1)$$

где $\Delta F = 3100$ Гц — эффективная ширина спектра речи; $P_{p.c.p} = 88$ мкВт — средняя мощность речевого сигнала на активных интервалах; $\eta = 0,25$ — коэффициент активности; P_w — допустимая невзвешенная мощность шума (178 000 пВт). Подставляя эти значения в (1.1), получаем $I_p = 8000$ бит/с.

Сигналы звукового вещания. Источником звука при передаче программ вещания обычно являются музыкальные инструменты или голос человека.

Динамический диапазон сигналов вещательной передачи следующий: речь диктора 25 ... 35 дБ, художественное чтение 40 50 дБ, вокальные и инструментальные ансамбли 45 ... 55 дБ, симфонический оркестр до 65 дБ. При определении динамического диапазона максимальным считается уровень, вероятность превышения которого равна 2%, а минимальным—98%.

Средняя мощность сигнала вещания существенно зависит от интервала усреднения. В точке с нулевым измерительным уровнем средняя мощность составляет 923 мкВт при усреднении за час, 2230 мкВт — за минуту и 4500 мкВт — за секунду. Максимальная мощность сигнала вещания в точке с нулевым измерительным уровнем составляет 8000 мкВт.

Частотный спектр сигнала вещания расположен в полосе частот 15... 20000 Гц. При передаче как телефонного сигнала, так и сигналов вещания полоса частот ограничивается. Для достаточно высокого качества (каналы вещания первого класса) эффективная полоса частот должна составлять 0,05... 10 кГц, для безкоризненного воспроизведения программ (каналы высшего класса) 0,03... .. 15 кГц.

Количество информации сигналов вещания, определяемое по (1.1), при $\Delta F = 10000$ Гц, $P_{cp} = 923$ мкВт и $P_w = 4000$ пВт составляет $I_{вещ} = 180\,000$ бит/с.

Факсимильный сигнал. Факсимильной связью называется передача неподвижных изображений (рисунков, чертежей, фотографий, газетных полос и т. д.) по каналам электрической связи. Первичные факсимильные сигналы получают в результате электрооптического анализа, заключающегося в преобразовании светового потока, отражаемого элементарными площадками изображения, в электрические сигналы. В приемнике полученный электрический сигнал возбуждает какое-либо физическое воздействие, окрашивающее элементарные площади носителя записи, в результате чего получается копия передаваемого изображения.

Бланк с передаваемым изображением накладывается на барабан (Б) передающего факсимильного аппарата (рис. 1.2). На поверхность изображения проектируется яркое световое пятно, перемещающееся вдоль оси барабана. При вращении последнего под действием мотора (М) световое пятно по винтовой линии обегает его поверхность, осуществляя развертку изображения.

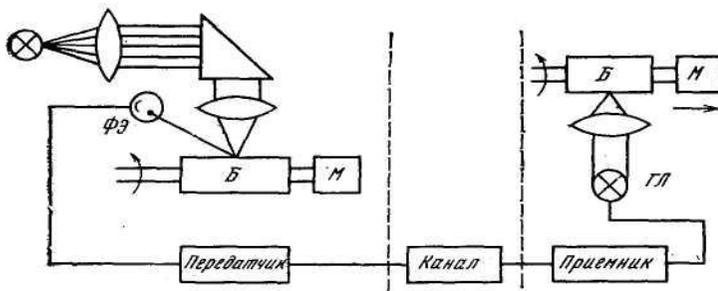


Рис. 1.2. Вариант схемы канала факсимильной связи

Отраженный световой поток воздействует на фотоэлемент (ФЭ), в результате чего в его цепи появляется изменяющийся во времени ток, мгновенное значение которого определяется оптической плотностью (отражающей способностью) элементов изображения.

В приемной части факсимильного аппарата принятый сигнал подается на безынерционную газосветную лампу (ГЛ). Пучок света от лампы фокусируется на поверхности светочувствительной бумаги, закрепленной на барабане приемного аппарата. Барабан вращается синхронно и синфазно с барабаном передатчика, световое пятно от ГЛ перемещается вдоль его оси. В результате после проявления получается копия передаваемого изображения.

Частотный спектр первичного факсимильного сигнала определяется характером передаваемого изображения, скоростью развертки и размерами анализирующего пятна. Максимальную частоту рисунка $f_{\text{рис}}$ можно рассчитать, полагая, что оригинал представляет собой чередующиеся черные и белые полосы, перпендикулярные направлению развертки, причем ширина этих полос равна ширине анализирующего пятна. В этом случае $f_{\text{рис}} = \pi DN / 120 d$, где D — диаметр барабана, мм; N — частота вращения барабана, об/мин; d — ширина анализирующего пятна, мм.

Параметры факсимильных аппаратов, рекомендуемые МККТТ: $N=120, 90$ и 60 об/мин; $D = 70$ мм и $d = 0,15$ мм. Соответственно $f_{\text{рис}} = 1465$ Гц при $N=120$ об/мин; $f_{\text{рис}} = 1100$ Гц при $N=90$ об/мин; $f_{\text{рис}} = 732$ Гц при $N = 60$ об/мин. При передаче реальных изображений получается первичный сигнал сложной формы, энергетический спектр которого содержит частоты $0..f_{\text{рис}}$. Динамический диапазон сигнала составляет приблизительно 25 дБ, пик-фактор равен 4,5 дБ при $l=16$ градациям яркости.

Информационную содержательность факсимильного сигнала определяют по формуле $I_p = F_m \log_2 l$, полагая число уровней сигнала $l=2$ для штрихового изображения, $l=16$ для полутонового и $F_m = 2 f_{\text{рис}}$. В результате расчетов $f_{\text{факс}} = 2,93 \cdot 10^3$ бит/с ($l=2, N=120$ об/мин) и $f_{\text{max}} = 11,7 \cdot 10^3$ бит/с ($l=16, N=120$ об/мин).

Телевизионный сигнал. При телевидении, как и при факсимильной связи, первичный сигнал формируется методом развертки.

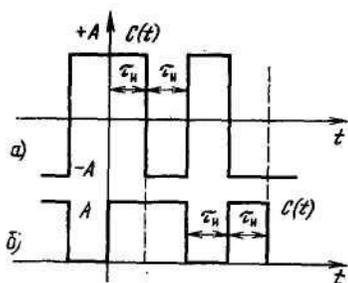


Рис. 1.3. Сигналы телеграфии и передачи данных

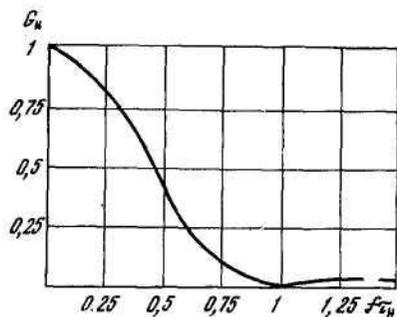


Рис. 1.4. Энергетический спектр двоичного сигнала

Спектр телевизионного сигнала (видеосигнала) зависит от характеристик передаваемого изображения, но структура определяется в основном разверткой. Анализ показывает, что энергетический спектр телевизионного сигнала сосредоточен в полосе частот $0 \dots 6$ МГц. Цветное телевидение должно быть совместимо с черно-Ослым, т. е. цветные передачи должны приниматься в виде черно-белых на монохромные телевизоры и черно-белые передачи — на приемники цветного изображения. Эти условия выполняются с помощью специальной обработки первичных сигналов.

Динамический диапазон телевизионных сигналов составляет приблизительно 40 дБ, пик-фактор 4,8 дБ, а информативность $80 \cdot 10^6$ бит/с.

Телеграфные сигналы и сигналы передачи данных. Первичные телеграфные сигналы и сигналы передачи данных имеют вид последовательностей двухполярных (рис. 1.3, а) или однополярных (рис. 1.3,б) прямоугольных импульсов. Длительность импульсов определяется скоростью передачи B , измеряемой в бодах. Тогда величина $P_T = 1/T_n$ называется тактовой частотой, которая численно равна скорости передачи B . График нормированного энергетического спектра O_n телеграфного сигнала показан на рис. 1.4, из которого видно, что основная энергия сигнала сосредоточена в полосе частот $0 \dots P_m$. Понятия динамического диапазона, пик-фактора для таких сигналов не имеют смысла, а количество информации $I_{тлг} < P_m$.

1.2. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Передача первичных сигналов от одного абонента к другому осуществляется с помощью электромагнитных сигналов, которые передаются по каналам связи. Линии связи обычно являются наиболее дорогостоящей частью систем передачи (СП) и отличаются большим разнообразием — это воздушные, кабельные, радиорелейные, спутниковые, волоконно-оптические и другие линии. С помощью СП осуществляется одновременная и взаимно

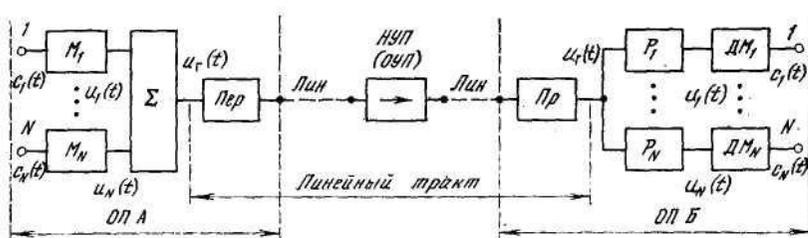


Рис. 1.5. Структурная схема системы передачи

независимая передача сообщений от N абонентов, расположенных в пункте A , к N абонентам, расположенным в пункте B .

Первичные сигналы (рис. 1.5) $c_1(i)$, $c_2(t)$, ..., $c_N(t)$ от N абонентов поступают на входы N каналов оборудования оконечного пункта (ОП А). В каждом, например i -м, канале с помощью соответствующего модулятора M_i первичный сигнал $c_i(t)$ преобразуется в канальный $u_i(t)$ и на выходе сумматора действует групповой сигнал

$$u_i(t) = \sum_{i=1}^N u_i(t)$$

Необходимость преобразования $c_i(t)$ в $u_i(t)$ обусловлена тем, что совокупность сигналов $\{c_i(t)\}$ не обладает свойством разделимости. Действительно, если объединить несколько источников первичных сигналов, например подключить несколько телефонных аппаратов к одной линии и говорить по ним одновременно, то на приеме невозможно определить, к какому каналу относится каждый первичный-сигнал. Очевидно, что канальные сигналы $u_i(t)$, ... $u_N(t)$ должны обладать существенными отличительными признаками, чтобы на приемном конце с помощью простых технических средств можно было отделить один канальный сигнал от другого. Передающая часть (Пер) оборудования оконечного пункта преобразует групповой сигнал в линейный, который поступает в линию связи. Последнее преобразование обусловлено большим разнообразием линий. Поэтому при формировании линейного сигнала из группового необходимо учитывать свойства соответствующей линии связи, и в частности рабочий диапазон частот, уровни передаваемых и принимаемых сигналов, а также помех.

Прохождение сигналов по линиям связи сопровождается искажением их формы и ослаблением мощности. Кроме того, происходит маскирование сигналов помехами. Поэтому в подавляющем большинстве случаев линию связи разбивают на отдельные участки, в конце которых устанавливают обслуживаемые или необслуживаемые промежуточные усилительные пункты (ОУП, НУП). Расстояние между ними выбирается сравнительно малым, в результате чего удастся на каждом усилительном пункте достаточно качественно восстановить форму передаваемых сигналов и

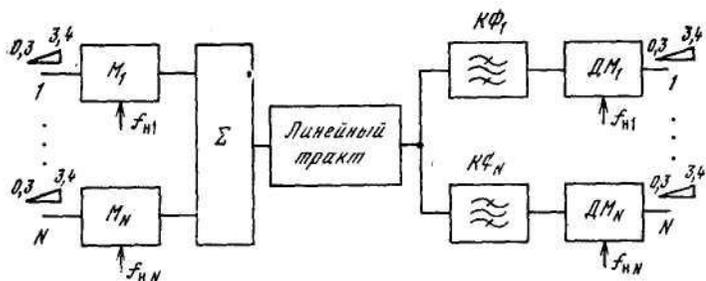


Рис. 1.6. Структурная схема системы передачи с ЧРК

обеспечить их защищенность от помех. В случае цифровых систем передачи с помощью оборудования НУП (ОУП) удается практически полностью восстановить форму передаваемых сигналов, т. е. осуществить их регенерацию.

Приемная часть (Пр) ОП станции Б, во-первых, выполняет функции оборудования ОУП, во-вторых, преобразует линейный сигнал в групповой, Совокупность передающей части станции А, приемной — станции Б ОУП, НУП и линии связи объединяется в линейный тракт. В Пункте Б с выхода линейного тракта сигнал $u_r(t)$ поступает на вход совокупности разделителей P_1, \dots, P_N канальных сигналов. Так, в i -м канале P_i выделяет $u_i(t)$ из $u_r(t)$. Затем с помощью демодуляторов ДМ₁... ДМ_N канальные сигналы преобразуются в первичные и поступают на выходы каналов.

В настоящее время широко распространение имеют СП с частотным разделением каналов (СП-ЧРК). Отличительным признаком канальных сигналов в случае ЧРК является частотный диапазон, занимаемый спектром сигналов $u_i(t)$. С помощью системы несущих колебаний f_{n1}, \dots, f_{nN} (рис. 1.6) модуляторы M_1, \dots, M_N формируют канальные сигналы, спектры которых занимают взаимно непересекающиеся диапазоны частот (рис. 1.7). Спектры первичных сигналов идентичны и занимают диапазон 0,3... 3,4 кГц. Здесь используется стандартное обозначение спектра первичного сигнала в виде

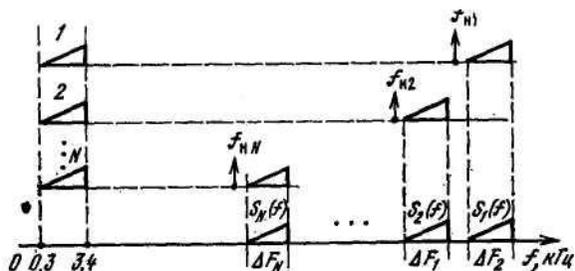


Рис.1.7 Схема преобразования спектров сигналов в СП с ЧРК

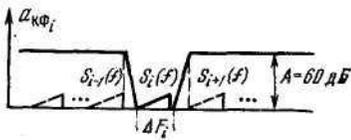


Рис. 1.8. Идеализированная АЧХ канального фильтра

прямоугольного треугольника. В результате модуляции формируются каналные сигналы со спектрами $S_1(\omega), \dots, S_N(\omega)$. На приемном конце разделение каналных сигналов осуществляется системой, канальных фильтров $\text{КФ}_1 \dots, \text{КФ}_N$. Из АЧХ канального фильтра i -го канала (рис. 1.8) видно, что частотные компоненты, принадлежащие каналному сигналу i -го канала, проходят через КФ_i без ослабления, а частотные компоненты других каналных сигналов подавляются не менее чем на 60 дБ, что соответствует их ослаблению по напряжению в 1000 раз. В результате можно считать, что на выход КФ_i проходит только каналный сигнал $u_i(t)$.

Кроме СП-ЧРК в настоящее время все более широкое использование находят СП с временным разделением каналов (СП-ВРК)-Функционирование этих систем передачи связано с разбиением времени передачи на циклы длительностью T_0 или с частотой следования $f_0 = 1/T_0$, которая называется частотой дискретизации (рис. 1.9). В свою очередь, каждый цикл N -канальной СП разбивается на N каналных интервалов (КИ) длительностью $\Delta t_{\text{ки}} = T_0/N$, и в течение каждого каналного интервала передается информация соответствующего канала (рис. 1.10).

Рассмотрим передачу сигналов в произвольном, например, i -м канале (рис. 1.11) в течение k циклов ($k=1, 2, 3, \dots$). В первичном сигнале $c_i(t)$ с частотой f_0 выбирается множество отсчетов $c_{1i}, c_{2i}, c_{3i}, \dots$, соответствующих

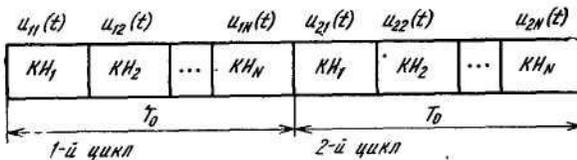


Рис. 1.9. К пояснению метода ВРК

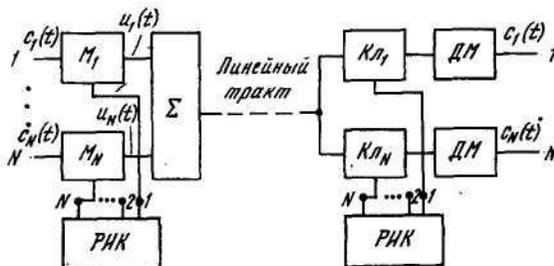


Рис. 1.10. Структурная схема системы передачи с ВРК

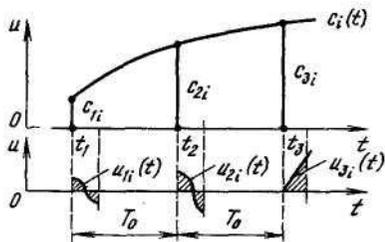


Рис. 1.11. К пояснению работы модулятора

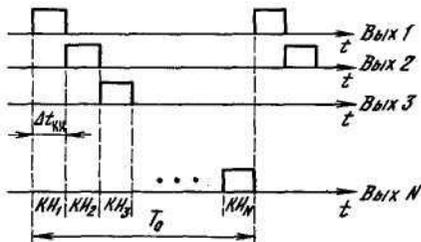


Рис. 1.12. Временная диаграмма сигналов на выходах.РИК

мгновенным значениям $c_i(t)$ в моменты t_1, t_2, t_3, \dots (рис. 1.11). Модулятор i -го канала M_i вырабатывает последовательность сигналов $u_{1i}(t), u_{2i}(t), u_{3i}(t), \dots$, которые содержат информацию о вышеупомянутых отсчетах, так что каналный сигнал $u_i(t) = u_{1i}(t) + u_{2i}(t) + u_{3i}(t) + \dots$. Временное расположение этих сигналов определяется воздействием импульсов, вырабатываемых распределителем каналных импульсов (РИК) (см. рис. 1.10), действующих на i -м выходе РИК (рис. 1.12). Распределитель на приеме работает синхронно с РИК на передаче. Под воздействием импульсов РИК на приеме замыкается ключ 1-го канала (Кл.), в результате чего на выходе $Кл_i$ действует только сигнал $u_i(t)$. Демодулятор выделяет из $u_i(t)$, последовательность отсчетов $c_{1i}, c_{2i}, c_{3i}, \dots$, и преобразует ее в первичный сигнал. Теоретическое обоснование возможности передачи информации в СП с ВРК связано с теоремой Котельникова, которая доказывает возможность передачи информации с помощью системы отсчетов, если $f_0 \geq 2F_{мч}$, где $F_{мч}$ - максимальная частота в спектре первичного сигнала.

В качестве каналных сигналов в СП-ВРК широко используются модулированные импульсные последовательности, и в частности АИМ сигналы. В этом случае высота импульсов пропорциональна отсчетам первичного сигнала. На рис. 1.13 показаны временные диаграммы каналных и группового АИМ сигналов СП-ВРК. Однако групповой АИМ сигнал затруднительно передавать по линии из-за искажения формы импульсов, связанного с резким увеличением длительности фронтов и спадов. В результате возникает взаимное наложение импульсов, находящихся в разных канальных интервалах, что вызывает взаимное влияние между каналами. Это обстоятельство является одной из причин внедрения цифровых СП-ВРК (ЦСП).

На передающем конце ЦСП в точке А (рис. 1.14, а) действует групповой АИМ сигнал. С помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) каждому импульсу группового АИМ сигнала ставится в соответствие кодовая комбинация, т. е. последовательность импульсов и пауз, причем длительность ко-

довой комбинации равна $\Delta f_{ки}$ (рис. 1.14,6). В результате на выходе АЦП формируется

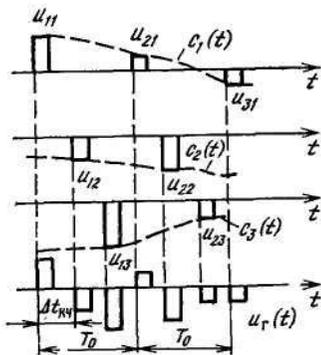


Рис. 1.13. Сигналы в системе передачи с ВРК при использовании АИМ

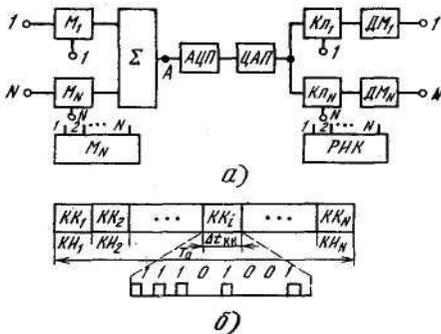


Рис. 1.14. К пояснению принципа функционирования ЦСП

групповой ИКМ сигнал в виде цифрового потока. В настоящее время принято, что $T_0 = 125 \text{ мкс}$ ($f_0 = 8 \text{ кГц}$), число элементов в кодовой комбинации $m = 8$. Частота следования элементов цифрового потока или тактовая частота N -канальной ЦСП $f_T = N m f_0 = 64 N \text{ кГц}$.

На приеме с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) групповой ИКМ сигнал преобразуется в групповой АИМ сигнал, после чего происходит его разделение на каналные сигналы и демодуляция. Сравнение СП-ЧРК и ЦСП показывает, что ширина спектра группового сигнала в случае ЧРК примерно равна $N \Delta f_c$, где Δf_c — ширина спектра первичного сигнала. В современных СП-ЧРК $\Delta f_c = 4 \text{ кГц}$. В случае ЦСП ориентировочно можно считать, что ширина спектра группового ИКМ сигнала сверху ограничивается частотой f_m . Таким образом, если в СП с ЧРК на один канал отводится диапазон частот, равный 4 кГц , то в ЦСП этот диапазон составляет 64 кГц . Необходимость существенного расширения спектра сигналов, передаваемых по линейному тракту в случае ЦСП, является существенным недостатком систем передачи этого типа. Однако их высокая помехозащищенность, возможность использования современной элементной базы, стабильность в работе обуславливают широкое внедрение ЦСП на различных участках сети связи.

1.3. ДВУСТОРОННЯЯ ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ

Системы передачи обеспечивают передачу сигналов одновременно как от абонентов станции А к абонентам станции Б, так и в противоположном направлении. Четырехпроводный канал (рис. 1.15) состоит из двух каналов однонаправленного действия, в которых сигналы, проходя от передающих зажимов к приемным,

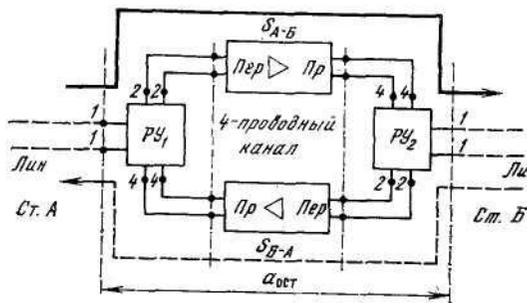


Рис. 1.15. Структурная схема канала

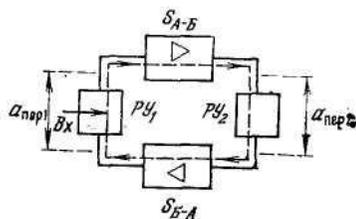


Рис. 1.16. К пояснению принципа возникновения ОС

усиливаются (S_{A-B} и S_{B-A}) и поступают в развязывающие устройства (РУ), обеспечивающие преобразование четырехпроводного канала в двухпроводный. Пути прохождения сигналов от линейных зажимов $1-1$ РУ станции А к линейным зажимам $1-1$ РУ станции Б, а также в противоположном направлении показаны с помощью сплошной и штриховой линий. Затухание сигналов между линейными зажимами станций А и Б носит название остаточного затухания двухпроводного канала:

$$a_{ост} = a_{1-2} - S_{A-B} + a_{4-1} \quad (1.2)$$

(Б-А)

где a_{1-2} , a_{4-1} — затухания сигналов между соответствующими зажимами РУ, а усиление четырехпроводной части канала S_{A-B} или S_{B-A} выбирается в зависимости от направления передачи. Очевидна целесообразность того, чтобы затухания a_{1-2} и a_{4-1} были минимальными.

Основная трудность при организации перехода от четырех- к двухпроводному каналу с помощью РУ состоит в появлении петли обратной связи (рис. 1.16). Сигнал, попадая в двухпроводный канал, начинает циркулировать по петле ОС, что приводит к искажениям формы сигналов и в пределе — к самовозбуждению канала.

Рассмотрим процесс многократного прохождения сигнала по петле ОС (рис. 1.17). В качестве точки рассмотрения выбраны

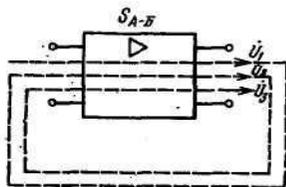


Рис. 1.17. К анализу влияния ОС на АЧХ канала

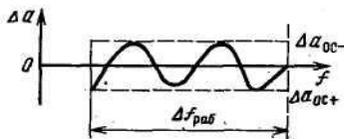


Рис. 1.18. График зависимости $\Delta a_{ос}$ от частоты

Г

выходные зажимы четырехпроводного канала на станции Б. Пусть в рассматриваемой точке петли ОС возникло напряжение U_1 которое после однократного прохождения по петле ОС преобразовалось, в напряжение U_2 , затем после повторного прохождения — в U_3 и т.д.

Коэффициент передач петли обратной связи $K(\omega) = Ke^{j\varphi(\omega)}$. (Здесь с целью упрощения полагается, что модуль $K(\omega)$ имеет на всех частотах рабочего диапазона канала одинаковую величину K). Тогда $\check{U}_2 = Ke^{j\varphi(\omega)} \check{U}_1$
 $\check{U}_3 = Ke^{j\varphi(\omega)} \check{U}_2 = [Ke^{j\varphi(\omega)}]^2 \check{U}_1$ $\check{U}_4 = Ke^{j\varphi(\omega)} \check{U}_3 = [Ke^{j\varphi(\omega)}]^3 \check{U}_1$. Суммарное напряжение на выходе четырехпроводного канала: $\check{U}_\Sigma = \check{U}_1 + \check{U}_2 + \check{U}_3 + \dots = [1 + Ke^{j\varphi(\omega)} + (Ke^{j\varphi(\omega)})^2 + \dots] \check{U}_1$.

Данная сумма является суммой членов геометрической прогрессии, которая стремится к конечному пределу; если $K < 1$. В этом случае $\check{U}_\Sigma = \check{U}_1 / |1 - Ke^{j\varphi(\omega)}|$. При $K \geq 1$ $\check{U}_\Sigma \rightarrow \infty$, что указывает на явление самовозбуждения в канале. Таким образом, при отсутствии петли ОС на выходе четырехпроводного канала действовало напряжение \check{U}_1 , а за счет многократного прохождения по петле ОС оно изменилось в $|1 - Ke^{j\varphi(\omega)}|$ раз, что соответствует изменению остаточного затухания двухпроводного канала на величину

$$\Delta a_{OC}(\omega) = 20 \lg |1 - Ke^{j\varphi(\omega)}| \quad (1.3)$$

Затухание, которое претерпевает сигнал, проходя от зажимов 4—4 к зажимам 2—2 РУ, называется переходным. Из рис. 1.16 следует, что затухание петли ОС

$$A_{oc} = a_{пер1} + a_{пер2} - S_{A-B} - S_{B-A} \quad (1.4)$$

Очевидно, что $K = 10^{-0,05a_{oc}}$. Величина a_{oc} имеет специальное название — запас устойчивости, и если $a_{oc} \leq 0$, то $K \geq 1$ и канал самовозбуждается.

Рассмотрим зависимость Δa от частоты при различных запасах устойчивости. Имеют место два крайних случая, которым соответствует положительная и отрицательная ОС: $\varphi(\omega) = 0; 2\pi; 4\pi, \dots; \varphi(\omega) = 0; 3\pi; 5\pi, \dots$. При положительной ОС на основе (1.3) можно получить $\Delta a_{oc+} = 20 \lg(1 - K) = 20 \lg(1 - 10^{-0,05a_{oc}})$, а при отрицательной ОС $\Delta a_{oc-} = 20 \lg(1 + K) = 20 \lg(1 + 10^{-0,05a_{oc}})$.

Рабочий диапазон частот канала $\Delta f_{раб}$ обычно содержит поддиапазоны с положительной и отрицательной ОС, так что зависимость $\Delta a(f)$ имеет вид, приведенный на рис. 1.18. В результате $a_{ocm}(\omega) = a_{1-2} + a_{1-4} + \Delta a(\omega) - S_{A-B}$, т. е. В рабочем диапазоне частот остаточное затухание канала

(Б—А)

принимает различные значения, что приводит к искажениям формы передаваемых сигналов. Неравномерность остаточного затухания Δa_{oc+} и Δa_{oc-} нормируется следующим образом: $\Delta a_{oc+} \leq 0,6$ дБ; $\Delta a_{oc-} \leq 0,6$ дБ. Эти нормы обеспечиваются, если запас устойчивости $a_{oc} \geq 24$ дБ.

В качестве РУ в каналах широко используется дифференциальная система (ДС), выполненная на основе трансформатора со

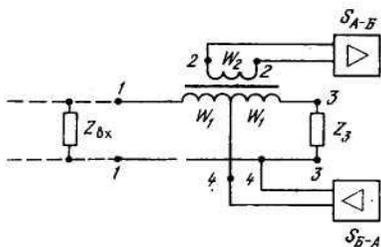


Рис. 1.19. Схема трансформаторной ДС

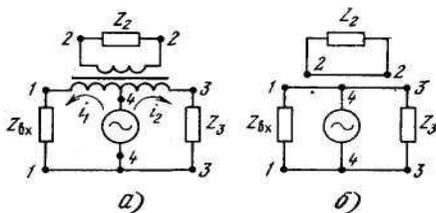


Рис. 1.20. Схемы, поясняющие передачу энергии от зажимов 4—4

средней точкой (рис. 1.19). Рассмотрим ее работу в двух режимах: когда абонент станции А слушает и когда абонент станции А говорит. Анализ режимов проведем в предположении, что трансформатор идеален и потери в нем отсутствуют.

Эквивалентная схема, соответствующая первому режиму, изображена на рис. 1.20,а. Если входное сопротивление абонентской линии Z_{BX} равно Z_3 , имеют место соотношения $i_1 = i_2$, $\Phi_1 = \Phi_2$, где i_1, i_2 — токи, протекающие в полуобмотках дифференциального трансформатора; Φ_1, Φ_2 — магнитные потоки, создаваемые этими токами в сердечнике трансформатора. Полуобмотки намотаны на сердечник таким образом, что магнитные потоки Φ_1 и Φ_2 направлены встречно и взаимно уничтожаются. В результате ни в одной из обмоток трансформатора не возникает ЭДС и эквивалентная схема ДС вырождается в схему, изображенную на рис. 1.20,б, из которой видно, что энергия, подводимая к зажимам 4—4, не выделяется на зажимах 2—2. Такая ДС называется сбалансированной в направлении 4—2. Условием баланса является равенство

$$Z_{BX} = Z_3. \quad (1.5)$$

Очевидно, что вследствие равенства (1.5) половина подводимой к сбалансированной ДС мощности выделится на сопротивлении Z_{BX} и поступит к абоненту, а другая половина мощности бесполезно выделится на сопротивлении Z_3 . Таким образом, ДС вносит в тракт прохождения сигнала затухание $a_{1,4} = 10 \lg 2 = 3 \text{ дБ}$.

Эквивалентная схема, соответствующая второму режиму, изображена на рис. 1.21, а. Входной ток i_{BX} создает в сердечнике трансформатора переменный магнитный поток Φ , который вызывает равные и однонаправленные напряжения U_0 в полуобмотках дифференциального трансформатора. Переменные напряжения U_{Z4} на сопротивлении Z_4 и во второй полуобмотке дифференциального трансформатора U_0 имеют противоположные фазы, и если $|U_{Z4}| = |U_0|$, то $U_{Z3} = 0$. В этом случае энергия на зажимах 3—3 не выделяется. Такая ДС называется сбалансированной в направлении

1—3. Так как $\check{U}_{Z3} = 0$, то $i_3 = 0$, $i_{ex} = i_4$ и можно прийти к эквивалентной схеме сбалансированной ДС

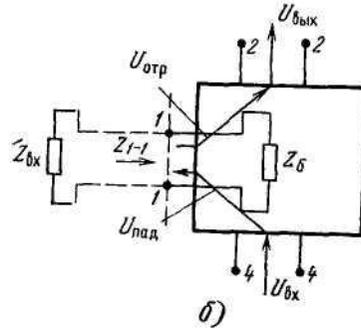
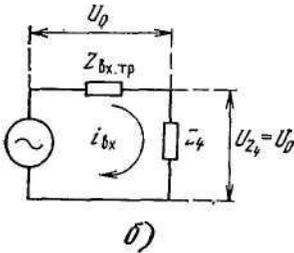
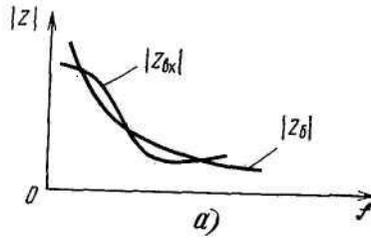
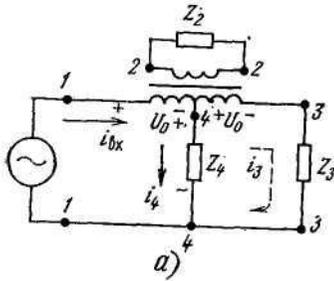


Рис. 1.21. Схемы, поясняющие передачу энергии от зажимов 1 – 1

Рис. 1.22. К анализу работы несбалансированной ДС

к эквивалентной схеме сбалансированной ДС (рис. 1.21,б). Здесь $Z_{BX.TP}$ — входное сопротивление первой полуобмотки дифференциального трансформатора, причем $Z_{BX.TP} = (W_1/W_2)^2 Z_4$.

Таким образом, для возникновения баланса в направлении 1—3 необходимо, чтобы $Z_{BX.TP} = Z_4$.

Мощность, подводимая, к зажимам 1 – 1, согласно эквивалентной схеме, изображенной на рис. 1.21,б, поровну распределяется между равными сопротивлениями $Z_{BX.TP}$ и Z_4 причем, имея в виду идеальность трансформатора, можно считать, что мощность, выделяемая на $Z_{BX.TP}$, полностью поступает на Z_2 . Затухание ДС между зажимами 1—1 и 2—2 $a_{1-2} = 10 \lg 2 = 3 \text{ дБ}$.

В реальных каналах ДС работает в условиях согласования как в направлении 1—3, так и в направлении 2—4. Однако необходимо иметь в виду, что к каналу могут быть подключены различные абонентские линии и поэтому (1.5) носит приближенный характер. Сопротивление Z_3 , которое называют балансным, приближенно отражает свойства входного сопротивления абонентской линии (рис. 1.22,а). Можно считать, что входное сопротивление ДС со стороны линейных зажимов 1—1 равно балансному сопротивлению, т. е. $Z_{1-1} = Z_6$. Процесс прохождения сигналов в несбалансированной ДС от 4—4 к 2—2 можно уяснить с помощью рис. 1.22,б. Здесь показано, что сигнал проходит от зажи-

мов 4—4 к зажимам 1—1, претерпевая затухание $a_{4,1}$ затем из-за несогласованного подключения ДС к линии часть энергии отражается от зажимов 1—1 и, претерпевая затухание $a_{1,2}$, по-

тупает на зажимы 2—2. В соответствии с этим $a_{4,2} = a_{4,1} + a_{опр} + a_{1,2}$, где $a_{опр}$ - затухание отражения. Так как коэффициент отражения равен отношению напряжения падающей и отраженной волны: $K_{опр} = |U_{опр} / U_{пад}| = |(Z_{вх} - Z_0) / (Z_{вх} + Z_0)|$, то $a_{опр} = -20 \lg K_{опр}$

С учетом (1.5) и (1.6) $a_{4,2} = 20 \lg |(Z_{вх} + Z_0) / (Z_{вх} - Z_0)| + 6$ дБ. На практике $a_{4,2} \approx 20 \dots 40$ дБ.

1.4. КАНАЛЫ СВЯЗИ

Стандартный канал ТЧ. Канал тональной частоты (ТЧ) является единицей измерения емкости систем передачи и используется для передачи телефонных сигналов, а также сигналов данных, факсимильной и телеграфной связи. Такой канал включает в себя двухпроводное окончание и четырехпроводный тракт (рис. 1.23). Дифсистема (ДС) служит для перехода с четырехпроводного тракта к двухпроводному окончанию. Удлинитель в двухпроводном окончании имеет затухание 3,5 дБ и называется т р а н з и т н ы м и . Рассмотрим основные характеристики такого канала.

Нормированные (номинальные) измерительные уровни в стандартных точках канала ТЧ показаны на рис. 1.23. На входе канала 0 дБм, на выходе транзитного удлинителя —3,5 дБм, на входе четырехпроводного тракта —13 дБм, на выходе четырехпроводного тракта 4,3 дБм, на входе транзитного удлинителя —3,5 дБм и на выходе канала —7 дБм.

Входное $Z_{вх}$ и выходное сопротивления канала ТЧ равны 600 Ом. Отклонение входного и выходного сопротивлений от номинального Z_H оценивается коэффициентом отражения $p_{опр} = |(Z_H - Z_p) / (Z_H + Z_p)|$ или затуханием несогласованности (отражения) $a_{отр} = 20 \lg |(Z_H + Z_p) / (Z_H - Z_p)|$, где Z_p —реальное значение сопротивления. Значение $p_{опр}$ не должно превышать 10%.

Остаточное затухание канала. Это есть величина, равная разности суммы затуханий и суммы усилений в канале: $a_{ост} = \Sigma a - \Sigma S$. Остаточное затухание канала составляет 7 дБ. Максимальное отклонение во времени на одном транзитном участке не должна превышать 2,2 дБ с вероятностью 0,95.

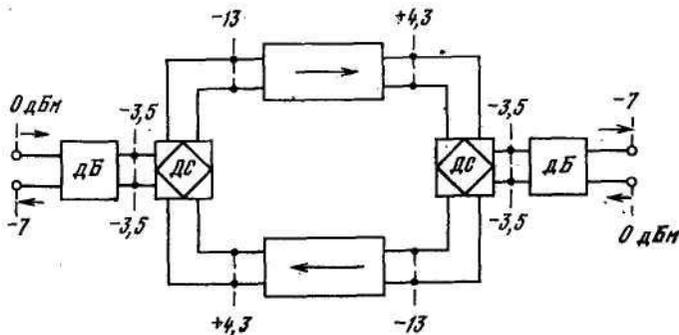


Рис. 1.23. Эквивалентная схема стандартного канала ТЧ

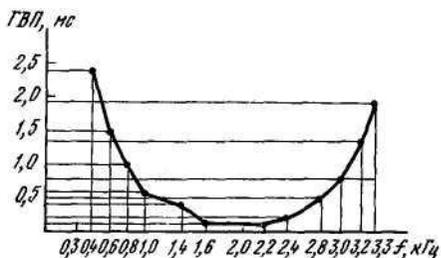
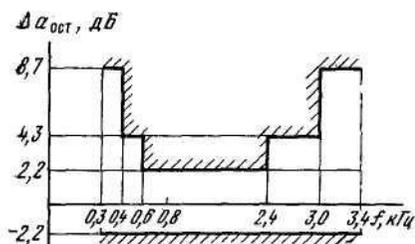


Рис. 1.24. Шаблон отклонений остаточного затухания аналогового канала ТЧ

Рис. 1.25. Допустимые отклонения ГВП канала ТЧ

Эффективно передаваемая полоса частот канала ТЧ — полоса, на крайних частотах которой (0,3 и 3,4 кГц) остаточное затухание на 8,7 дБ превышает остаточное затухание на частоте 800 Гц. Частотная характеристика отклонения канала ТЧ от номинала 7 дБ должна оставаться в пределах шаблона (рис. 1.24) при максимальном числе транзитов, т. е. при 12 переприемных участках.

Фазочастотные искажения не являются столь существенными при передаче речи. Но так как каналы ТЧ используются также для передачи данных и факсимильной связи, большие фазочастотные искажения недопустимы. Поэтому нормируется отклонение группового времени передачи (ГВП) от его значения на частоте 1900 Гц на одном транзитном участке длиной 2500 км (рис. 1.25).

Коэффициент нелинейных искажений канала ТЧ на одном транзитном участке не должен превышать 1,5% (1% по третьей гармонике) при номинальном уровне передачи тока частотой 800 Гц. Амплитудная характеристика при этом нормируется следующим образом: остаточное затухание канала на одном транзитном участке должно оставаться постоянным с точностью 0,3 дБ при изменении уровня измерительного сигнала от -17,5 до +3,5 дБ в точке с нулевым измерительным уровнем на любой частоте в пределах 0,3... 3,4 кГц. При повышении уровня измерительного сигнала до 8,7 и 20 дБ остаточное затухание должно уменьшиться не менее чем на 1,75 и 7,8 дБ соответственно.

Помехи в каналах ТЧ. На выходе канала ТЧ кроме информационного сигнала присутствуют и помехи, которые определяются на приемном конце в точке с относительным уровнем -7 дБ. Средняя величина психофотметрического (взвешенного) напряжения помех в канале в течение любого часа на одном переприемном участке длиной 2500 км не должна превышать 1,1 мВ психоф (10 000 пВт психоф в точке относительного нулевого уровня).

Пропускная способность канала ТЧ определяется выражением

$$C = \Delta F \log_2 (1 + P_{cd} / P_n) \quad (1.6)$$

где ΔF — эффективно передаваемая полоса частот, 3,1 кГц; P_{cd} — средняя

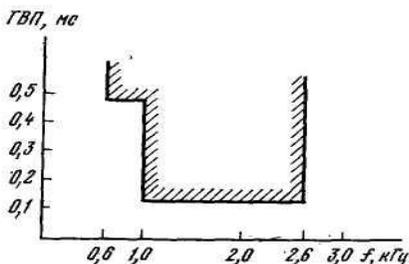
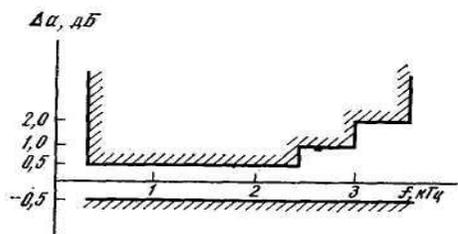


Рис. 1.26. Шаблон отклонений оста-

Рис. 1.27. Шаблон на допустимую

точного затухания цифрового канала ТЧ неравномерность ГПВ цифрового канала ТЧ

средняя мощность сигнала, 32 мкВт; P_n — невзвешенная средняя мощность помех, отнесенная к точке с нулевым измерительным уровнем, 87 нВт. Подставляя эти значения в (1.6), получаем $C \approx 25 \cdot 10^3$ бит/с.

Стандартные каналы ТЧ, организованные с помощью цифровых и оптических систем передачи, являются более высококачественными. Поэтому ряд характеристик цифровых каналов ТЧ имеют следующие отличия.

Нормы на амплитудно-частотные искажения заданы МККТТ в виде шаблона (рис. 1.26). Если сравнить допустимые отклонения Δa цифровых и аналоговых каналов ТЧ (см. рис. 1.24), можно отметить, что нормы для цифровых каналов, более жесткие. То же можно сказать и о фазочастотных искажениях (рис. 1.27).

Для цифровых каналов ТЧ вводится дополнительная характеристика, которая оценивает шумы квантования. Эта характеристика задается в виде зависимости отношения сигнал-шум (ОСШ) от уровня сигнала (рис. 1.28).

Широкополосные каналы. Современные системы передачи позволяют кроме стандартных каналов ТЧ организовать каналы с более высокой пропускной способностью. Увеличение пропускной способности достигается расширением эффективно передаваемой полосы частот, причем широкополосные каналы образуются объединением нескольких каналов ТЧ.

В настоящее время аналоговые системы передачи предусматривают образование следующих широкополосных каналов:

предгруппового канала с полосой частот 12...24 кГц взамен трех каналов ТЧ;

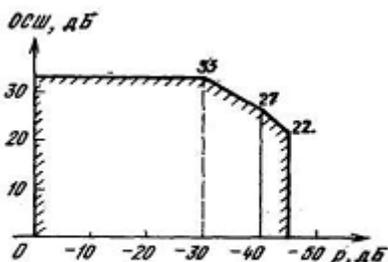


Рис. 1.28. Зависимость ОСШ от уровня сигнала

Параметр	Значение параметра для канала			
	преддуплюсового	первичного	вторичного	третичного
Границы эффективно передаваемой полосы частот, кГц	12,3...23,4	60,4...107,7	312,3...551,4	812,3...2043,7
Входное и выходное сопротивление, Ом	600	150	75	75
на входе	-36	-36	-36	-36
на выходе	-14	-23	-23	-23
Остаточное затухание, дБ	-22	-13	-13	-13
Допустимая неравномерность ЧХ остаточного затухания, дБ	± 0,87	± 0,87	± 0,87	± 0,5
Допустимое отклонение ГВП, мкс (в полосе, кГц)	40 (13...23)	10 (65...103)	5 (330...530)	0,25 (900...1900)
Средняя мощность сигнала в точке с нулевыми измерительными уровням, мкВт	96	348	1920	9600
Допустимая мощность незвешенных помех на магистральной 25 000 км в точке с нулевыми измерительными уровням, мкВт	0,8	3,16	16	80
Пропускная способность на магистральной 25 000 км, бит/с	$82 \cdot 10^3$	$330 \cdot 10^3$	$165 \cdot 10^3$	$8,5 \cdot 10^3$

первичного канала 60 ... 108 кГц взамен 12 каналов ТЧ;
 вторичного канала 312... 552 кГц взамен 60 каналов ТЧ;
 третичного канала 812... 2044 кГц взамен 300 каналов ТЧ.

Кроме перечисленных каналов в системах передачи формируются каналы вещания и телевидения (со звуковым вещанием).

Основные характеристики широкополосных каналов приведены в табл. 1.1.

Цифровые системы передачи позволяют организовать следующие стандартные широкополосные каналы:

Канал	Скорость, кбит/с
Основной цифровой канал (ОЦК), 1 канал	64
Первичный цифровой канал (СЦК), 7 каналов	480
Первичный цифровой канал (ПЦК), 30 каналов	2048
Вторичный цифровой канал (ВЦК), 120 каналов	8448
Третичный цифровой канал (ТЦК), 480 каналов	34368
Четвертичный цифровой канал (ЧЦК), 1920 каналов	139264

Важным достоинством широкополосных стандартных каналов является возможность построения систем передачи на базе унифицированного оборудования формирования широкополосных каналов. Так, система передачи ИКМ-120 включает в себя четыре комплекта оборудования формирования ПЦК и один комплект оборудования для ВЦК. Система передачи ИКМ-480 содержит 16 комплектов для формирования ПЦК, четыре комплекта оборудования для ВЦК и один комплект для создания ТЦК и т. д.

Глава 2. ПОСТРОЕНИЕ ОКОНЕЧНЫХ СТАНЦИЙ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

2.1. МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ КАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Для организации по одной линии передачи большого числа каналов используют метод частотного разделения каналов (ЧРК) при котором сигналы от разных источников с помощью сигналов-переносчиков размещаются в непрерывающихся частотных полосах. Для этой цели можно использовать разные виды модуляции — амплитудную, частотную и фазовую. Для более эффективного использования линии передачи желательно в ее полосе частот разместить как можно больше каналов. Это означает, что спектр частот, отводимый для одного канального сигнала, должен быть как можно более узким.

Из перечисленных выше видов амплитудная модуляция характеризуется самым узким спектром модулированного сигнала. Если принять, что в качестве несущей частоты (сигнала-переносчика) используется гармоническое колебание $U_{\omega} \cos \omega_n t$, а исходного (преобразуемого) сигнала - гармоническое колебание $U_{\Omega} \cos \Omega t$, то выражение для амплитудно-модулированных колебаний будет иметь вид

$$u_{AM}(t) = U_{\omega} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_n t, \quad (2.1)$$

где $m = U_{\Omega} / U_{\omega}$ — коэффициент глубины модуляции. Разложив (2.1) на слагаемые, получим

$$u_{AM}(t) = U_{\omega} \cos \omega_n t + m/2 U_{\omega} \cos [(\omega_n - \Omega)t] + m/2 U_{\omega} \cos [(\omega_n + \Omega)t] \quad (2.2)$$

В системе передачи с ЧРК преобразуемый сигнал представляет собой сложное гармоническое колебание:

$$U_{n.c}(t) = \sum_{\Omega_i = \Omega_{\min}}^{\Omega_{\max}} U_{\Omega_i} \cos \Omega_i t \quad (2.3)$$

и тогда спектр амплитудно-модулированных колебаний будет состоять из несущей частоты и двух боковых полос, занимающих частотный диапазон $\Delta\Omega = \Omega_{\max} - \Omega_{\min}$ (рис. 2.1). При этом верхняя боковая ($\omega_n + \Omega_i$) преобразуется без инверсии, а нижняя боковая ($\omega_n - \Omega_i$) — с инверсией. Частотный интервал между нижней и верхней боковыми полосами определяет абсолютную величину полосы расфилтровки $\Delta\Omega_p$.

Передача канального сигнала, содержащего несущее колебание и две боковые полосы частот, является нерациональной, так как ширина спектра этого сигнала $\Delta\Omega_k$ в 2 раза с лишним больше, чем ширина спектра исходного (преобразуемого) сигнала $\Delta\Omega$. В то же время передача обеих боковых полос не обязательна, потому что они несут одинаковую информацию о преобразуемом сигнале. Несущее колебание вообще не содержит полезной информации, хотя основная мощность АМ сигнала приходится на несущее колебание. Например, при глубине амплитудной модуляции $m=0,2$

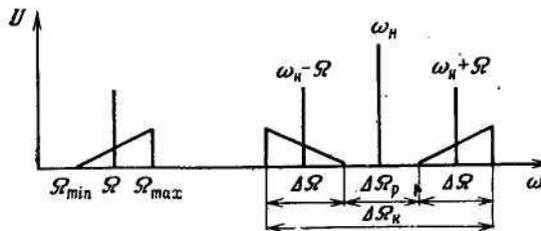


Рис. 12.1. Спектр амплитудно-модулированного сигнала

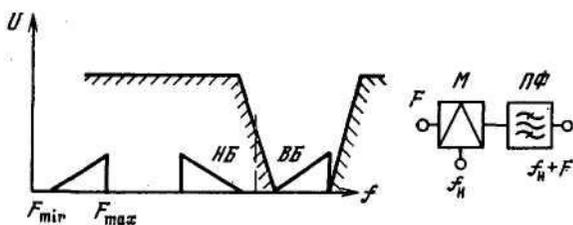


Рис. 2.2. Фильтровой преобразователь частоты

мощность несущего колебания в 100 раз больше, чем мощность боковых полос. Следовательно, передающее устройство должно развивать на выходе линии передачи мощность, большая часть которой расходуется бесполезно.

В современных системах передачи с ЧРК используют метод передачи одной боковой полосы (ОБП) частот без несущей. Основным способом получения ОБП является использование фильтрового преобразователя частоты (рис. 2.2), состоящего из модулятора М, с помощью которого осуществляется амплитудная модуляция преобразуемого сигнала и подавляется несущее колебание $\omega_n = 2\pi f_n$ и полосового фильтра ПФ, который выделяет верхнюю (или нижнюю) боковую полосу частот. В некоторых малоканальных системах передачи с ЧРК для получения ОБП используется фазоразностная схема, которая позволяет существенно упростить преобразовательное оборудование. Однако из-за недостаточного подавления одной из боковых полос при использовании фазоразностного метода на каналный сигнал в линейном спектре отводится полоса в 2 раза больше, чем при фильтровом методе формирования ОБП. Так, при организации канала ТЧ с учетом защитных полос в линейном спектре на него отводится при фильтровом методе формирования ОБП полоса 4 кГц, а при фазоразностном - 8 кГц.

Важной технической задачей при построении систем передачи с ЧРК и передачей ОБП является необходимость восстановления несущего колебания на приемной станции. Частота восстановленного колебания должна с требуемой точностью совпадать с частотой несущей на передающей станции. Эта задача решается путем соответствующего построения генераторного оборудования оконечных станций систем передачи с ЧРК. Принцип построения и анализ работы преобразователей частоты и генераторного оборудования рассмотрены в § 2.4.

2.2. МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ СТАНДАРТНЫХ ГРУППОВЫХ СИГНАЛОВ

Возможности реализации фильтров, обеспечивающих нужную степень подавления на 65... 70 дБ неиспользуемой боковой полосы частот при преобразовании сигнала со спектром $\Omega_{max} \dots \Omega_{min}$, определяются относительно-

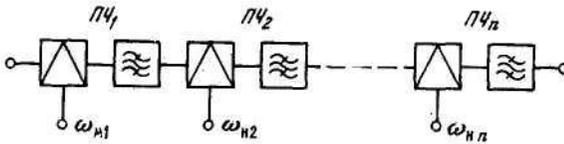


Рис. 2.3. Многократное преобразование частоты

определяются относительной шириной полосы расфилтровки (см, рис. 2.1)

$$\delta = \Delta\Omega_p / \omega_n = \Delta F_p / f_n = 2F_{min} / f_n \quad (2.4)$$

Для речевого сигнала $\Delta F_p = 2 \cdot 0,3$ кГц = 0,6 кГц. При использовании, например, LC-фильтров для выполнения указанных выше требований по избирательности необходимо выполнение условия $\delta \geq (0,025 \dots 0,03)$. При меньшем значении полосы расфилтровки необходимо использовать кварцевые, магнитоstrictionные, электромеханические и другие фильтры с высокодобротными элементами. Очевидно; что при очень высоких значениях несущих частот полоса расфилтровки оказывается настолько малой, что реализовать соответствующий фильтр оказывается невозможным. В этом случае, а также тогда, когда применение высокодобротных фильтров нежелательно из экономических соображений, применяют многократное преобразование частоты.

При многократном преобразовании сигнал проходит последовательно через несколько преобразователей частоты (ПЧ) с различными несущими частотами (рис. 2.3). На выходе ПЧ образуется сигнал со спектром $(\omega_{н1} + \Omega_{min}) \dots (\omega_{н1} + \Omega_{max})$ или $(\omega_{н1} - \Omega_{max}) \dots (\omega_{н1} - \Omega_{min})$ в зависимости от того, какая боковая полоса - нижняя или верхняя - выделяется фильтром.

Относительная ширина полосы расфилтровки на первой ступени преобразования $\delta_1 = 2 \Omega_{min} / \omega_{н1}$.

На выходе ПЧ₂ образуется сигнал со спектром $\omega_{н2} + (\omega_{н1} + \Omega_{min}) \dots \omega_{н2} + (\omega_{н1} + \Omega_{max})$. Относительная ширина полосы расфилтровки на этой ступени преобразования $\delta_2 = 2 (\omega_{н1} + \Omega_{min}) / \omega_{н2}$ (предполагается, что на обеих ступенях преобразование осуществляется без инверсии). Абсолютная ширина полосы расфилтровки существенно больше, чем на первой ступени преобразования, и даже при сравнительно невысоком значении несущей $\omega_{н2}$ величина δ_2 может оказаться больше, что облегчает построение соответствующего фильтра. Для увеличения δ_1 следует выбрать небольшие значения несущей частоты $\omega_{н1}$. При передаче, например, речевого сигнала и применении LC-фильтров несущая частота $f_n = \omega_n / 2\pi$ не должна превышать 24 кГц.

На выходе последнего ПЧ образуется сигнал со спектром $(\omega_в + \Omega_{min}) \dots (\omega_в + \Omega_{max})$ или $(\omega_в - \Omega_{max}) \dots (\omega_в - \Omega_{min})$ где $\omega_в = \omega_{н1} \pm \omega_{н2} \pm \dots \omega_{нn}$. называется виртуальной частотой преобразования.

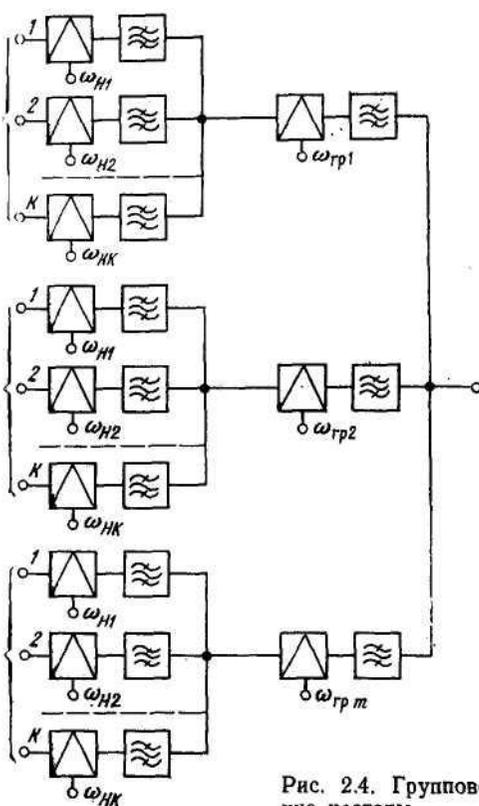


Рис. 24. Групповое преобразование частоты

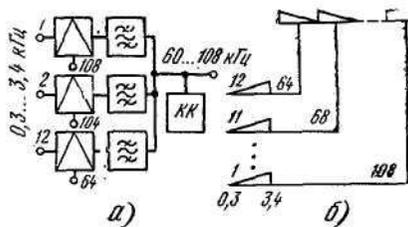


Рис. 25. Структурная схема (а) и диаграмма преобразования спектра (б) при однократном способе формирования ПГ

Выбор знаков в (2.5) определяется наличием или отсутствием инверсии на соответствующей ступени преобразования.

Таким образом, при многократном преобразовании частоты абсолютная ширина полосы расфилтровки на выходе каждого последующего ПЧ больше, чем на выходе предыдущего, что позволяет увеличивать значение несущих частот без уменьшения относительной ширины полосы расфилтровки.

При использовании многократного преобразования по схеме, приведенной на рис. 2.3, общее число ступеней преобразования и, следовательно, общее число разнотипных фильтров оказывается очень большим. В N -канальной системе число фильтров и их типов равно Nn , где n — число ступеней преобразования. Число фильтров и их типов можно уменьшить, если дополнить многократное преобразование групповым, при котором преобразованию подвергается групповой сигнал. С этой целью N каналов разбивается на m групп по K каналов, т. е. $Km=N$. В каждой группе сигнал каждого канала подвергается индивидуальному преобра

зованию с помощью несущих частот $\omega_{n1}, \omega_{n2}, \dots, \omega_{nK}$ (рис. 2.4). Во всех группах это преобразование однотипно, поэтому на выходе каждой группы образуется один и тот же спектр частот спектром $(\omega_{n1} + \Omega_{min}) \dots (\omega_{nK} + \Omega_{max})$. Групповые спектры подвергаются затем групповому преобразованию с несущими $\omega_{2D1}, \omega_{2D2}, \dots, \omega_{2Dm}$, так что после объединения преобразованных групповых сигналов образуется спектр частот N каналов $\omega_{2D1} - (\omega_{nK} + \Omega_{max}) \dots \omega_{2Dm} - (\omega_{n1} + \Omega_{min})$. (Для определенности предполагается, что индивидуальное преобразование осуществляется без инверсии, а групповое - с инверсией боковых полос.) Образованные после индивидуального преобразования группы могут подвергаться многократному преобразованию. В рассматриваемом случае общее число фильтров равно $(N + n_{2D})$, а число типов фильтров сокращается до $(K = mn_{2D})$, где n_{2D} — число групповых ступеней преобразования. Для того, например, чтобы преобразовать спектры 12 каналов в спектр выше 60 кГц, используя LC-фильтры, необходимо минимум двукратное преобразование. Число типов фильтров при использовании только индивидуальных ПЧ равно $2 \times 12 = 24$, а при четырех группах по три канала в каждой $3 + 4 \times 1 = 7$. Общее число фильтров в первом случае равно 24, а во втором - 16.

Таким образом, применение многократного и группового преобразования позволяет унифицировать фильтровое оборудование системы, т. е. уменьшить его разнотипность. Такая унификация повышает технологичность изготовления узлов аппаратуры и, в конечном счете, удешевляет ее.

Кроме того, применение группового преобразования и стандартизации методов формирования групп каналов позволяет унифицировать часть оборудования различных систем. В основу стандартных групп каналов положена 12-канальная группа, формируемая в спектре 60... 108 кГц и называемая первичной группой (ПГ). Формирование ПГ в современной аппаратуре осуществляется различными путями в зависимости от применяемого типа канальных фильтров. При использовании кварцевых или магнитострикционных фильтров ПГ формируется однократным преобразованием (рис. 2.5) с помощью несущих частот 64, 68, 72, ..., 108 кГц. На рис. 2.5 и последующих рисунках значения частот указаны в килогерцах. Преобразованный спектр инвертирован относительно исходного, как видно из диаграммы рис. 2.5. Для устранения взаимного влияния 12 фильтров, работающих параллельно, на выходе включается компенсирующий контур (КК). При использовании LC-фильтров ПГ формируется (рис. 2.6) с помощью четырех предварительных трехканальных групп, расположенных в спектре 12...24 кГц, который не инвертирован относительно исходного. Каждая предварительная группа подвергается групповому преобразованию с инверсией.

Возможно также образование ПГ с применением электромеханических или монолитных кварцевых фильтров.

Для систем с большим числом каналов целесообразно формирование помимо ПГ 60-канальных вторичных групп (ВГ), которые строятся на базе пяти ПГ (рис. 2.7) в спектре частот 312... 552 кГц. Очевидно, что спектр ВГ инвертирован относительно спектров ПГ и, следовательно, не инвертирован относительно исходных спектров 0,3... 3,4 кГц.

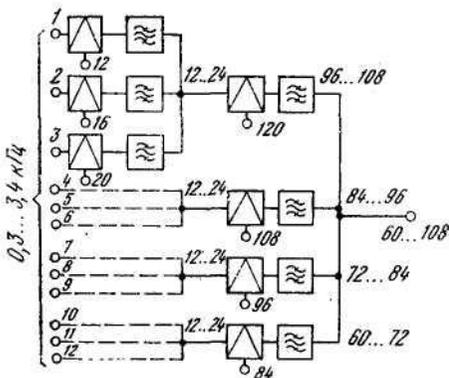


Рис. 2.6. Структурная схема формирования ПГ при помощи двукратно-го преобразования

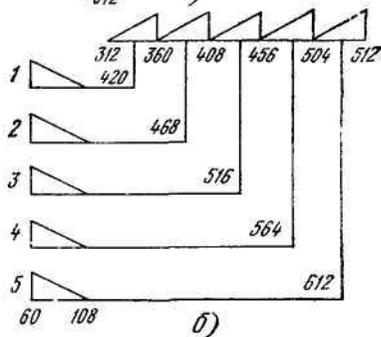
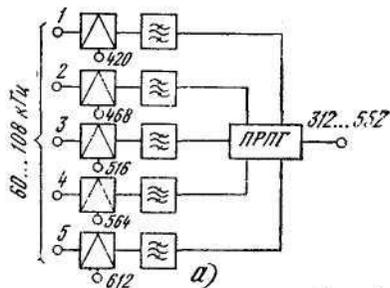


Рис. 2.7. Структурная схема (а) и диаграмма преобразования спектра (б) при формировании ВГ

Иногда изменением несущих частот, подаваемых на преобразователи некоторых или всех ПГ, обеспечивают инверсию спектров этих групп.

Для обеспечения параллельной работы фильтров они включаются через развязывающий блок параллельной работы первичных, групп (ППГ).

Для систем с числом каналов более 300 формируется третичная группа (ТГ) в спектре частот 812... 2044 кГц. Эта группа формируется из пяти ВГ с помощью несущих частот $[1364 + (n - 1) \cdot 248]$ кГц, где n — номер ВГ в спектре третичной группы. Между ВГ устанавливается частотный промежуток 8 кГц, что облегчает построение фильтров и выделение отдельных ВГ из спектра ТГ.

Для мощных систем, работающих в спектре частот до 60 МГц могут также применяться 900- и 1800 - канальные группы, которые строятся соответственно из трех или шести третичных групп в спектрах частот 8516... 12 388 и 812 ...8544 кГц. Группа из 900 каналов, называемая четверичной, может формироваться также непосредственно из 15 вторичных групп, и в этом случае она занимает спектр частот 312 ... 4028 кГц.

Таким образом, многократное и групповое преобразование частоты позволяет облегчить требования, предъявляемые к канальным фильтрам, уменьшить разнотипность фильтрового и генераторного оборудования систем передачи и в значительной степени унифицировать оборудование разнотипных систем, что резко повышает их экономичность.

2.3. КАНАЛООБРАЗУЮЩЕЕ ОБОРУДОВАНИЕ, ОБОРУДОВАНИЕ СОПРЯЖЕНИЯ И ОКОНЕЧНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА

Каналообразующее оборудование. Современные системы передачи с ЧРК разработаны таким образом, что преобразовательное оборудование, с помощью которого формируются стандартные группы каналов, унифицировано и является типовым для всех систем.

Оборудование индивидуального преобразования предназначено для преобразования 12 каналов тональной частоты в спектре 0,3... 3,4 кГц в полосу частот стандартной первичной группы 60 ... 108 кГц на передаче и обратного преобразования на приеме. Размещается на соответствующих стойках (СИП), которые выпускаются в разных вариантах. Для систем передачи с небольшим числом каналов можно использовать СИП-60, на которой размещается оборудование для формирования пяти ПГ. Для систем с большим числом каналов может применяться СИП-300, которая содержит оборудование для образования 25 ПГ. Для достижения полной унификации независимо от типа СИП на входе и выходе трактов передачи и приема устанавливаются определенные измерительные уровни.

Оборудование группового преобразования предназначено для преобразования стандартных групп с меньшим числом каналов в стандартные группы с большим числом каналов. В частности, был разработан оконечный комплекс типового оборудования преобразования (ОКОП) систем передачи с ЧРК, предназначенный для дальнейшей унификации преобразовательного и генераторного оборудования. В состав комплекса входит оборудование первичного преобразования, предназначенное для преобразования пяти первичных групп в спектре 60 ... 108 кГц в полосу частот вторичной группы 312... 552 кГц на передаче и обратного преобразования на приеме. Оборудование размещается на соответствующих стойках (СПП), рассчитанных на формирование 15 вторичных групп. Измерительные уровни на входе и выходе СПП также стандартизированы. Оборудование вторичного преобразования размещается на стойке вторичного преобразования (СВП) и предназначено для преобразования пяти вторичных групп (312 ... 552 кГц) в спектр стандартной третичной группы (812... 2044 кГц) на передаче и обратного преобразования на приеме.. При помощи СВП можно получить восемь третичных групп.

Применение унифицированного оборудования СИП, СПП и СВП позволяет организовывать тракты с любым числом каналов при минимальной разнотипности аппаратуры и, следовательно, максимальной технико-экономической эффективности систем передачи с ЧРК. Кроме того, стандартизация параметров преобразовательного оборудования позволяет легко осуществлять соединение между собой одноименных каналов или

групповых трактов (транзитные соединения).

Оборудование сопряжения и линейного тракта систем передачи. Системы передачи с ЧРК отличаются друг от друга лишь оборудованием сопряжения и линейного тракта. Аппаратура сопряжения является специфической для каждой конкретной системы передачи и предназначена для преобразования стандартных групп, полученных в аппаратуре преобразования, в линейный спектр системы на передаче и обратного преобразования на приеме. Например, в системе передачи К-60П линейный спектр 12... 252 кГц формируется путем преобразования спектра вторичной группы 312... 552 кГц с помощью несущей частоты 564 кГц и выделением нижней боковой полосы частот. В системе передачи К-1920П линейный спектр 312... 8524 кГц образуется из двух вторичных групп и шести третичных. При этом одна ВГ и одна ТГ не преобразуются, а входят в спектр непосредственно, другая ВГ преобразуется с помощью несущей 1116 кГц, остальные пять ТГ — с помощью несущих 4152, 5448, 5744, 8040, 9336 кГц и выделением нижней боковой полосы. Конструктивно оборудование сопряжения может совмещаться с преобразовательным оборудованием на одних стойках (например, в системе передачи К-60П) либо на отдельных стойках сопряжения СГ (в системах передачи К-1920П и К-3600).

Линейный спектр системы передачи с ЧРК, сформированный оборудованием сопряжения в тракте передачи, должен быть передан в линию с определенным уровнем, который определяется типом линии, числом каналов в системе передачи. Необходимый уровень сигнала на входе линии передачи обеспечивается усилителем, расположенным на оконечной станции. В тракте приема оконечной станции также устанавливается усилитель. Его назначение — усилить групповой сигнал, ослабленный при прохождении по линии. Усилители передачи и приема входят в состав оконечной станции.

Для нормального функционирования системы передачи и обеспечения высокого качества связи по каналам, образованным этой системой, необходимо контролировать состояние линейного тракта. Такой контроль осуществляют обычно передачей в линию совместно с основным групповым сигналом дополнительных сигналов, которые называются контрольными частотами (КЧ). В тракте приема противоположной оконечной станции токи КЧ выделяются из линейного спектра передачи с ЧРК и управляют работой устройств автоматического регулирования уровней (АРУ), с помощью которых поддерживаются неизменными характеристики линейного тракта системы передачи. Подробнее эти вопросы рассматриваются в гл. 3.

Линейный сигнал при прохождении по линии передачи подвергается искажениям, величина которых зависит от типа линии и ширины спектра группового сигнала. Для устранения этих искажений в тракте приема оконечной станции, а также на усилительных станциях включаются специальные корректирующие устройства. Вопросы коррекций искажений также рассмотрены в гл. 3.

Устройства для введения и выделения токов КЧ, корректирующие устройства и устройства АРУ, расположенные на оконечной станции, наряду с усилителями приема и передачи входят в состав оконечной аппаратуры линейного тракта.

2.4. ОСНОВНЫЕ УЗЛЫ ОКОНЕЧНОГО ОБОРУДОВАНИЯ

Преобразователи частоты. Основной тип преобразователя частоты, применяемого в СП с ЧРК, представляет собой амплитудный модулятор с полосовым фильтром, включенным на его выходе. Фильтр выделяет одну из двух боковых полос частот, возникающих на выходе модулятора, и подавляет на 65... 70 дБ неиспользуемую боковую полосу частот.

Различают индивидуальные и групповые ПЧ. Первые обеспечивают преобразование спектра частот канала на передаче и приеме, а вторые - группы каналов.

Основным режимом работы ПЧ в современных СП, является режим больших амплитуд (РБА), при котором напряжение несущей частоты значительно превышает напряжение преобразуемого сигнала ($U_{\omega} \gg U_{\Omega}$). В этом случае нелинейные элементы, входящие в схему модулятора, работают в ключевом режиме, а амплитуды и число побочных частотных составляющих минимальны.

По типу нелинейных элементов в модуляторах различают пассивные ПЧ с использованием полупроводниковых диодов и активные ПЧ с использованием транзисторов.

По количеству используемых нелинейных элементов в модуляторе ПЧ подразделяются на одноктактные, балансные и двойные балансные. Во всех типах балансных схем в модуляторе осуществляются подавление, «балансировка» частоты несущего колебания, поэтому они нашли широкое применение. Качество передачи сигналов по каналам в значительной степени зависит от характеристик ПЧ, особенно групповых.

Спектральный состав выходного тока (напряжения). Полезным продуктом преобразования является нижняя или верхняя боковая полоса частот, т. е. колебания вида $\omega \pm \Omega$. Однако и теоретически, и практически наряду с этими составляющими на выходе модуляторов ПЧ имеются побочные продукты преобразования. Чем их меньше, тем выше качество ПЧ.

Рабочее затухание. Под рабочим затуханием ПЧ понимается соотношение

$$a_p = 10 \lg P_{\Omega} / P_{\omega \pm \Omega} \quad (2.6)$$

где P_{Ω} - мощность, отдаваемая источником сигнала в согласованную с ним нагрузку, а $P_{\omega \pm \Omega}$ — мощность одной боковой на выходе ПЧ. Поскольку из двух боковых частот используется только одна, для любого пассивного ПЧ $P_{\omega \pm \Omega} < 0,5 P_{\Omega}$ и, следовательно, $a_p > 3$ дБ.

Затухание нелинейности. Для количественной оценки нелинейности ПЧ используются затухания нелинейности по второй и третьей гармоникам:

$$A_{2\zeta} = 20 \lg U_{\omega \pm \Omega} / U_{\omega \pm 2\Omega}; \quad A_{3\zeta} = 20 \lg U_{\omega \pm \Omega} / U_{\omega \pm 3\Omega}; \quad (2.7)$$

где $U_{\omega \pm \Omega}$ — напряжение боковой частоты на выходе ПЧ $U_{\omega \pm 2\Omega}$ и $U_{\omega \pm 3\Omega}$ напряжения соответствующих побочных продуктов преобразования на выходе ПЧ.

В технике многоканальной связи до последнего времени наиболее часто использовались ПЧ с пассивными балансными модуляторами, работающими в РБА (рис. 2.8). Поскольку $U_{\omega} \gg U_{\Omega}$, полупроводниковые диоды будут работать как электронные ключи, управляемые только напряжением частоты несущего колебания. При полярности напряжения несущего колебания, когда оба диода закрыты, электрический сигнал в нагрузке R_H отсутствует. При смене полярности несущей частоты диоды открываются, и в этот полупериод несущего колебания в R_H потечет ток преобразуемой частоты Ω . Во вторичной обмотке выходного трансформатора наводятся токи с частотой несущего колебания, но поскольку в каждой первичной полуобмотке трансформатора токи несущего колебания одинаковы ($i'_{\omega} = i''_{\omega}$) и противоположны по направлению, во вторичной они взаимно компенсируются, балансируют друг друга. Таким образом, ток с частотой несущей в нагрузке будет отсутствовать.

Спектральный анализ формы тока в нагрузке балансного модулятора показывает, что в его спектре содержатся частотные составляющие вида $\Omega, [(2n+1)\omega \pm \Omega, n = 0, \infty]$, а рабочее затухание $a_p = 10$ дБ. Двойная балансная схема модулятора состоит из двух балансных схем, работающих поочередно в течение каждого полупериода напряжения несущей частоты. Такой режим работы приводит к улучшению спектрального состава на выходе модулятора: $[(2n+1)\omega \pm \Omega], n = 0, \infty$, и уменьшению его рабочего затухания: $a_p = 4$ дБ.

В настоящее время в системах передачи нашли широкое применение активные транзисторные ПЧ, основные преимущества которых — существенное уменьшение мощности, потребляемой от источника несущего колебания, и возможность внесения усиления в тракт требуемого сигнала.

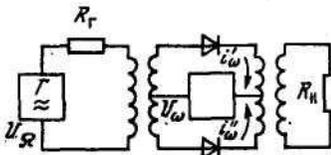


Рис. 2.8. Последовательно - балансная схема ПЧ

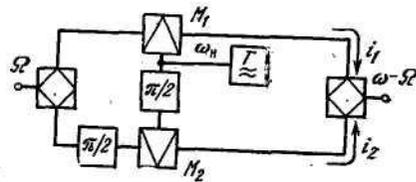


Рис. 2.9. Фазоразностная схема ПЧ

Фазоразностная схема получения ОБП. Снижение стоимости оконечных станций возможно при отказе от фильтрового способа подавления неиспользуемой боковой полосы частот и переходе к фазоразностному методу подавления.

На входы модуляторов M_1 и M_2 (рис. 2.9) подаются преобразуемые сигналы со сдвигом по фазе $\varphi_0 = \pi/2$. Несущее колебание на модуляторы также подается со сдвигом $\varphi_n = \pi/2$. На выходах модуляторов нижние боковые полосы частот совпадают по фазе, а верхние оказываются в противофазе. Несущие колебания подавляются в модуляторах, выполненных по балансной схеме.

На выходе развязывающего устройства, объединяющего обе ветви фазоразностной схемы, будет удвоенное напряжение нижней боковой частоты, а верхняя боковая частота оказывается подавленной. Для того чтобы подавить не верхнюю, а нижнюю боковую частоту, нужно изменить на π фазовый сдвиг несущего колебания, подаваемого на модулятор в ветви 2.

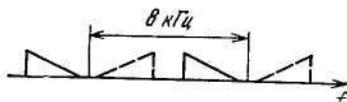
Существенное преимущество фазоразностного формирования однополосного сигнала заключается в том, что степень подавления неиспользуемой боковой полосы частот не зависит от значения частоты несущего колебания. Поэтому этот метод может быть применен при преобразовании исходных сигналов в область очень высоких частот. При этом отпадает необходимость использования многократного преобразования частоты. Другим преимуществом рассматриваемого способа получения ОБП является высокая степень унификации преобразовательного оборудования. Фазоразностная схема, показанная на рис. 2.9, для разных каналов системы передачи отличается только элементами сравнительного несложного фазосдвигающего четырехполосника в цепи несущего колебания.

Таким образом, при применении фазоразностного метода получения ОБП в индивидуальном оборудовании используется однократное преобразование частоты, а само это оборудование однотипно. Это существенно снижает стоимость оконечной аппаратуры в целом, так как индивидуальное оборудование составляет ее значительную часть.

Однако практически фазоразностная схема устраняет одну из боковых полос не полностью, так как обеспечить точный сдвиг фаз $\varphi_0 = \pi/2$ между всеми частотными составляющими преобразуемого сигнала оказывается невозможным. Даже при небольшом отличии этого сдвига от $\pi/2$ верхние боковые подавляются не полностью, так как сдвиг фаз между боковыми в разных ветвях фазоразностной схемы не будет равен π . Появляется остаток неиспользуемой боковой полосы частот, который может совпадать с полезной боковой полосой соседнего канала и вызывать в этом канале переходные помехи.

Фазоразностная схема обеспечивает подавление неиспользуемой боковой полосы на величину около 30 дБ, что недостаточно для выполнения норм на защищенность от переходных помех. По этой причине при использовании в каналообразующей аппаратуре фазоразностных схем расстояние

Рис. 2.10. Спектры канальных сигналов при использовании фазоразностного метода формирования ОБП



между несущими частотами двух соседних каналов выбирают равными 8, а не 4 кГц, как при фильтровом методе формирования однополосного сигнала (рис. 2.10). При этом в заданном линейном спектре можно разместить вдвое меньшее число ТЧ, чем при фильтровом методе, однако оконечная аппаратура в этом случае существенно упрощается и удешевляется благодаря исключению сложных и дорогих каналов фильтров на передающей стороне. Увеличение полосы частот, отводимой на один канал при использовании фазоразностных схем, позволяет упростить и удешевить канальные полосовые фильтры на приемной оконечной станции.

Указанные соображения легли в основу построения системы передачи КАМА, предназначенной для использования на соединительных линиях между АТС на городских телефонных сетях.

Генераторное оборудование. Генераторное оборудование СП с ЧРК предназначено для получения колебаний индивидуальных и групповых несущих частот, а также контрольных частот.

Каждое из этих колебаний должно удовлетворять ряду требований, важнейшими из которых являются стабильность частоты, стабильность амплитуды, помехозащищенность, надежность.

В современных СП все колебания несущих и контрольных частот вырабатываются в генераторном оборудовании (ГО), содержащем (рис. 2.11): задающий генератор (ЗГ), аналоговые множители частоты в виде генераторов гармоник (ГГ), делитель частоты (ДЧ), узкополосные фильтры (ПФ), выделяющие соответствующие гармоники kf_0 , lf_0 , pf_0 , gf_0 и т. д., усилители, обеспечивающие необходимую мощность несущих и контрольных частот.

Рассмотрим, какой должна быть стабильность частоты ЗГ, чтобы качество передачи информации по каналам ТЧ соответствовало требованиям МККТТ. Тракт передачи содержит несколько ступеней преобразования, столько же ступеней преобразования содержит и тракт приема. Как видно из рис. 2.12, ЗГ в пункте А и пункте Б независимы друг от друга; частоты могут отклоняться от номинального значения f_0 на величины $\pm \Delta f_1$ (А) и $\pm \Delta f_2$ (Б)

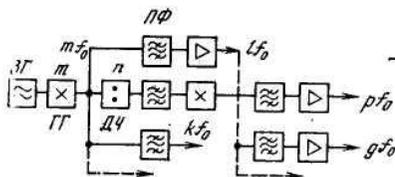


Рис.2.11. Структурная схема генератора - генераторного оборудования

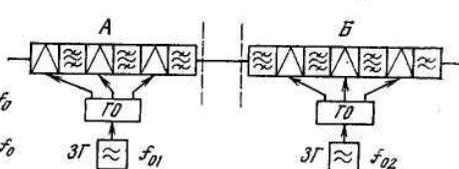


Рис.2.12. Обобщенная структурная схема трактов передачи и приема

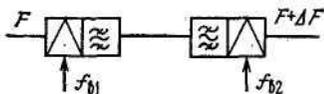


Рис. 2.13. Эквивалентная структурная схема трактов передачи и приема

В худшем случае частоты ЗГ отклоняются от f_0 в разные стороны и при $\Delta f_1 = = \Delta f_2$ расхождение между частотами ЗГ составит $2 \Delta f_1$.

Для удобства анализа предположим, что все ступени преобразования в трактах передачи и приема можно заменить одной (рис. 2.13). Несущие частоты, которые в этом случае подаются на преобразователи, называются в и р т у - а л ь н ы м и (воображаемыми). Если на вход канала ТЧ подается сигнал с частотой F , то эта частота переносится в линейный спектр одной ступенью преобразования. При этом число виртуальных несущих равно числу каналов. Обычно рассматривается самый верхний по частоте линейного спектра канал. Из рис. 2.13 видно, что частота F преобразуется в частоту $f_{B1} + F$. В тракте приема также имеется одна ступень преобразования с виртуальной несущей f_{B2} . Поэтому после ФНЧ на выходе тракта приема возникает сигнал с частотой $F' = f_{B1} + F - f_{B2} = F + (f_{B1} - f_{B2}) = F + \Delta F$, где $\Delta F = f_{B1} - f_{B2}$ называется с д в и г о м частоты в канале. Из-за сдвига частоты на выходе канала в пункте Б информация восстанавливается с искажениями ($F \neq F'$). Поэтому значение ΔF нормируется МККТТ. В частности, для канала ТЧ $\Delta F \leq 1$ Гц, т. е. на каждую оконечную станцию приходится сдвиг $\Delta F / 2 \leq 0,5$ Гц. Можно показать, что относительная нестабильность ЗГ $\delta_{ЗГ} = \Delta f_1 / f_0$ и относительная нестабильность максимальной виртуальной частоты $\delta_B = \Delta F / f_{B \max}$ равны между собой: $\Delta f_1 / f_0 = \Delta F / f_{B \max}$. Чтобы получить высокую стабильность частоты, ЗГ стабилизирован кварцевым резонатором, помещенным в термостат. Для стабилизации амплитуды несущих применяют ограничители амплитуд или вводят в соответствующие усилители (см. рис. 2.11) глубокую отрицательную обратную связь.

Колебания, вырабатываемые ГО, должны иметь достаточную помехозащищенность от паразитных продуктов. Например, источники питания создают помехи с частотами $f_n \pm m f_n$, где f_n — частота несущей; f_n — частота сети ($f_n = 50$ Гц), $m=1, 2, 3, \dots$. Значительное число узлов, входящих в состав ГО, увеличивает вероятность его отказа из-за неисправности одного из узлов. Поэтому в большинстве аналоговых СП предусмотрено 100%-ное резервирование узлов, причем переключение на резервное оборудование, как правило, происходит автоматически.

Глава 3. ЛИНЕЙНЫЕ ТРАКТЫ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

3.1. СТРУКТУРА ЛИНЕЙНЫХ ТРАКТОВ

По линейному тракту аналоговых систем передачи передается групповой сигнал $u_r(t)$ в линейном спектре частот, ширина которого Δf_π определяется в основном числом каналов СП.

Выбор граничных частот линейного спектра. Верхняя и нижняя граничные частоты линейного спектра определяются типом линии связи. Для симметричного кабеля (СК) значение f_B ограничено взаимными влияниями на дальний конец между парами кабеля. Как правило, $\Delta f_B \leq 260$ кГц, так как выше этой частоты даже с помощью симметрирования трудно добиться необходимой защищенности от линейных переходов. Нижняя граница спектра СК $f_H \geq 6$ кГц. Ниже этой частоты возрастают искажения из-за кривизны частотной характеристики затухания кабеля, резко изменяется характер частотных зависимостей составляющих его волнового сопротивления.

В коаксиальном кабеле нижняя граница линейного спектра определяется частотой, выше которой достигается требуемая помехозащищенность благодаря экранирующему действию внешнего проводника кабеля. Как правило, $f_H \geq 60$ кГц. Значение f_B определяется числом каналов СП. Однако это число не может быть произвольно большим. Действительно, при увеличении f_B растут коэффициент затухания кабеля (α) и отношение f_B/f_H . При увеличении α уменьшается длина усилительного участка, т. е. растет число ПУП и ОУП, а при увеличении f_B/f_H усложняется практическая реализация многих узлов аппаратуры, прежде всего — линейных усилителей НУП и ОУП. Поэтому выбор f_B производят на основе тщательного технико-экономического анализа.

Для воздушных линий связи $f_B < 150$ кГц, если провода выполнены из цветного металла, $f_B < 30$ кГц, если они выполнены из стали. Выше этих частот увеличиваются помехи между параллельными цепями и появляются помехи от длинноволновых радиостанций. Линейные спектры существующих СП приведены в гл. 4.

Методы организации двусторонних трактов. Структура линейного тракта зависит от метода организации двусторонней связи системы передачи. Если система однополосная четырехпроводная, то для двусторонней связи необходимы два идентичных тракта (рис. 3.1). Здесь ЛУС_{пер} и ЛУС_{пр} — линейные усилители в трактах передачи и приема оконечного пункта; ЛУС₁–ЛУС_{*i*}, — линейные усилители НУП (ОУП); $l_{\nu i 1} - l_{\nu i i}$ — длина участка линии связи. Так как оба тракта имеют одинаковые линейные спектры, то во избежание значительных взаимных влияний их следует размещать в

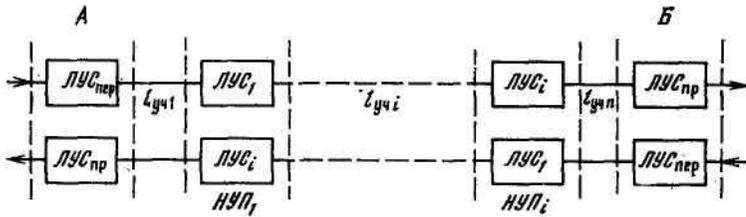


Рис. 3.1. Однополюсная четырехпроводная система организации двухсторонней связи

разных симметричных кабелях. Такие СП называются **двухкабельными**. В коаксиальных кабелях для каждого линейного тракта используется одна коаксиальная пара, и, следовательно, для одной СП необходимо иметь две коаксиальные пары в одном кабеле, т. е. такие системы — **однокабельные**. Так, система передачи К-60П—двухкабельная, К-1920П — однокабельная и т. д. (см. гл. 4).

Если система организации СП двухполюсная двухпроводная, то для двухсторонней связи используется один и тот же линейный тракт. При этом связь в противоположных направлениях передачи организуется в разных полосах частот. На рис. 3.2 связь в направлении А — Б организована в линейном спектре $f_{н1} \dots f_{в1}$, а в направлении Б — А в спектре $f_{н2} \dots f_{в2}$. Для разделения указанных линейных спектров применяются направляющие фильтры (НФ): ФНЧ и ФВЧ. Так, на рис. 3.2 ФНЧ пропускает спектр $f_{н1} \dots f_{в1}$ и задерживает спектр $f_{н2} \dots f_{в2}$, а ФВЧ пропускает полосу частот $f_{н2} \dots f_{в2}$ и задерживает полосу $f_{н1} \dots f_{в1}$. Затухания в полосах задерживания ФНЧ и ФВЧ весьма велики (60 дБ и более). Поэтому рассматриваемая система организации связи является электрически четырехпроводной. Двухпроводные двухполюсные СП применяются как на воздушных линиях (В-12-3, В-3-3), так и на кабельных (КАМА, К-120, К-420).

Схема линейных трактов кабельных систем передачи. Схема (рис.3.3) содержит участки линии связи длиной $l_{уч1}, l_{уч2}, \dots, l_{учi}$, оконечные пункты А и Б, необслуживаемые усилительные пункты (НУП₁, НУП₂, ..., НУП_i),

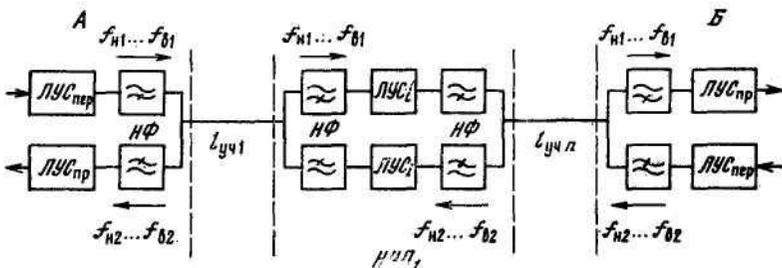


Рис. 3.2. Двухполюсная двухпроводная система организации связи

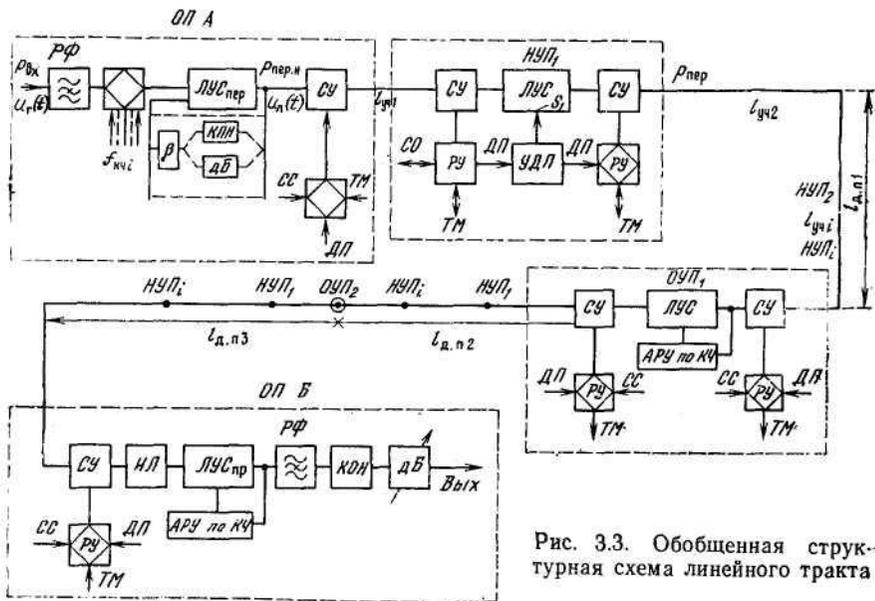


Рис. 3.3. Обобщенная структурная схема линейного тракта

обслуживаемые усилительные пункты (ОУП).

Основным оборудованием ОП, ОУП, НУП являются линейные усилители (ЛУС), усиливающие и корректирующие линейный сигнал. Вспомогательное оборудование — режекторные фильтры (РФ), развязывающие устройства (РУ), согласующие устройства (СУ), устройства дистанционного питания (УДП), набор удлинителей (дБ) и т. д.— служит для выполнения различных функций ОП, ОУП, НУП.

Групповой сигнал $u_r(t)$ от входа тракта передачи пункта А поступает через РФ на РУ. Режекторный фильтр удаляет из сигнала составляющие его спектра, совпадающие со значениями контрольных частот, необходимых для работы системы автоматической регулировки усиления ЛУС (АРУ по КЧ) в ОУП, ОП, а контрольные частоты $f_{кчi}$ вводятся на вход линейного усилителя передачи (ЛУСпер) через РУ. Усилитель формирует линейный сигнал $u_n(t)$ с заданным уровнем передачи $p_{пер-n}(f)$ на нагрузке, которой является волновое (характеристическое) сопротивление линии связи $Z_{л.с}$. Усилитель передачи охвачен цепью глубокой отрицательной обратной связи (ООС) β , с помощью которой уменьшаются нелинейные искажения и помехи, вносимые транзисторными каскадами ЛУСпер, и формируется частотная характеристика усиления усилителя. Во избежание перегрузки измерительный уровень группового сигнала на входе ЛУСпер устанавливают достаточно низким: $R_{вх} \approx -39$ дБ. С выхода ЛУСпер сигнал $u_n(t)$ через СУ поступает и линию. В качестве согласующего устройства применяют линейный трансформатор (рис. 3.4), который согласует выходное сопротивление ЛУСпер ($Z_{вых}$) и

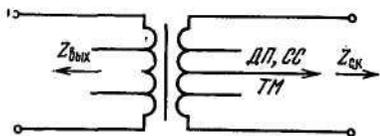


Рис. 3.4. Линейный трансформатор

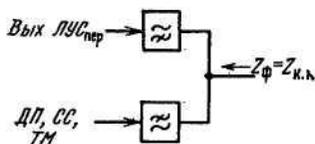


Рис. 3.5. Пара фильтров с постоянным характеристическим сопротивлением

волновое сопротивление линии, например, симметричного кабеля ($Z_{С.К}$). Кроме того, в его среднюю точку включают сигналы служебной связи (СС), телемеханики (ТМ) и подают напряжение дистанционного питания ($U_{\partial.н}$). На рис. 3.3 эти сигналы объединяются с помощью РУ.

Отводы линейного трансформатора позволяют согласовывать сопротивления ЛУС_{пер} и симметричного кабеля (например, МКСБ 4x4x1,2; МКСА 4x4x1,2; ЗКПВ 1x4x0,9), каждый из которых характеризуется своими частотными характеристиками затухания и фазы и волновым сопротивлением.

Коаксиальные кабели в отличие от симметричных имеют всего один номинал характеристического сопротивления ($Z_{К.К}=75 \text{ Ом}$). Кроме того, линейные спектры сигналов в СП на коаксиальных кабелях значительно шире, чем в СП на симметричных. Поэтому в первом случае линейные трансформаторы, как правило, отсутствуют. Для ввода в тракт дистанционного питания сигналов СС и ТМ применяется пара фильтров (ФНЧ и ФВЧ) с постоянным характеристическим сопротивлением $Z_{\phi} = Z_{К.К}$ (рис. 3.5), которая и выполняет функции блока СУ.

При прохождении через участок длиной $l_{\nu.л}$ составляющие линейного сигнала ослабляются по амплитуде, поэтому на определенном расстоянии включается НУП, содержащий ЛУС, усиливающий и корректирующий линейный сигнал. Как видно из рис. 3.3, НУП содержит СУ и РУ, выполняющие те же функции, что и в пункте А. Устройство дистанционного питания (УДП) позволяет не только питать ЛУС, но и транслировать ДП для питания последующих НУП. Число дистанционно питаемых НУП тем больше, чем больше подаваемое в кабель с ОП А напряжение $U_{\partial.н}$. Но его значение ограничено напряжением пробоя кабеля $U_{пр}$. Обычно выбирают $U_{\partial.н} = 0,5 U_{пр}$. Поэтому приходится организовывать ОУП, в функции которых помимо усиления и коррекции сигналов входит дистанционное питание НУП. Расстояние между двумя питающими пунктами (ОП А-ОУП₁ ОУП₁ – ОУП₂) называется секцией дистанционного питания ($l_{\partial.н}$ на рис. 3.3). Обычно секция ДП делится пополам, НУП соответствующей полусекции питаются от прилегающего к ней ОП или ОУП.

В ОУП, тракте приема ОП Б, а также в НУП некоторых типов линейные усилители охвачены цепями АРУ, которые работают от контрольных частот, введенных в тракт передачи в ОП А. С помощью АРУ на выходе ЛУС поддерживается постоянный уровень передачи линейного сигнала $u_{\nu}(t)$. Более подробно работа систем АРУ рассмотрена в § 3.3.

С выхода ЛУС_{пр} в тракте приема ОП Б сигнал проходит через РФ, устраняющий из его спектра контрольные частоты. С помощью регулируемого удлинителя на выходе линейного тракта устанавливают требуемый уровень $P_{\text{вых}}$.

3.2. КОРРЕКЦИЯ ЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Сигнал $u_{л1}(t)$, сформированный на выходе ЛУС_{пер} (см. рис. 3.3), распространяется по тракту и искажается из-за наличия в последнем реактивных частотно-зависимых сопротивлений емкости и индуктивности: линии связи содержат L и C , равномерно распределенные по ее длине, на высоких частотах сказываются индуктивности выводов цепей и межэлектродные емкости транзисторов усилителей и т. д. Так как сопротивления емкости и индуктивности линейны (т. е. подчиняются закону Ома), то и искажения линейного сигнала, вызванные ими, называются линейными.

Условия неискаженной передачи сигналов. Представим линейный тракт как четырехполюсник с рабочим коэффициентом передачи $W_{л.м.}(j\omega)$. В общем случае такой четырехполюсник (рис. 3.6) не будет вносить искажений, если форма сигнала $u_{л2}(t)$ на его выходе совпадает с формой сигнала $u_{л1}(t)$ на входе. Запишем сигнал на входе тракта, воспользовавшись преобразованием Фурье:

$$u_{л1}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_1(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (3.1)$$

где $\omega = 2\pi f$ — круговая частота; $S_1(j\omega)$ — спектральная плотность сигнала. Будем предполагать, что $S_1(j\omega)$ не изменяется в полосе частот линейного спектра в пределах $f_{н...} f_{в}$, а вне этой полосы $S_1(j\omega) = 0$. Аналогично запишем и сигнал на выходе линейного тракта:

$$u_{л2}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_2(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (3.2)$$

где

$$S_2(j\omega) = S_1(j\omega) W_{л.м.}(j\omega) \quad (3.3)$$

$$W_{л.м.}(j\omega) = |W_{л.м.}(j\omega)| e^{j\varphi_k(\omega)} \quad (3.4)$$

Подставив (3.3) и (3.4) в (3.2), получим

$$u_{л2}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_1(j\omega) |W_{л.м.}(j\omega)| e^{j[\omega t - \varphi_k(\omega)]} d\omega \quad (3.5)$$

Предположим, что для полосы частот $f_n \dots f_b$ справедливы условия (рис. 3.7, а и б)

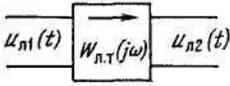


Рис. 3.6. Представление линейного тракта в виде четырехполюсника с коэффициентом передачи $W_{л.м}(j\omega)$

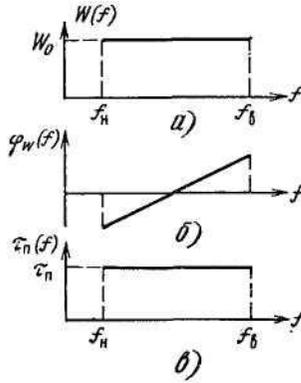


Рис. 3.7. Условия неискаженной передачи: а — АЧХ коэффициента передачи; б-ФЧХ коэффициента передачи; в- ЧХ группового времени передачи

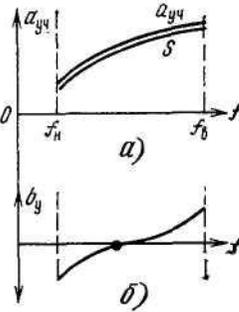


Рис. 3.8. Амплитудно-частотные характеристики затухания участка линии (а) и ФЧХ участка линии (б)

$$W_{л.м.}(j\omega) = const = W_0; \tag{3.6}$$

$$\varphi_\omega = \omega\tau_n + B_0, \tag{3.7}$$

где $B_0 = \pm 2\pi m$; $m=0, 1, 2, \dots$, с учетом того, что $e^{j(\pm 2\pi m)} = 1$, из следует $\tag{3.5}$

$$u_{л2}(t) = \frac{W_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_1(j\omega) e^{j\omega(1-\tau_n)} d\omega \tag{3.8}$$

Сравнивая (3.5) и (3.8), видим, что амплитуды спектра сигнала $U_{л1}(t)$ изменены в W_0 раз, а сигнал $u_{л2}(t)$ сдвинут во времени по отношению к входному $u_{л1}(t)$ на τ_n , которое носит название группового времени передачи. Это означает, что форма сигнала на выходе линейного тракта при выполнении условий (3.6), (3.7) совпадает с формой сигнала на его входе. Поэтому (3.6), (3.7) называются условиями неискаженной передачи. Как видно из рис. 3.7, при прохождении по ЛТ сигнал не искажается, если амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи ЛТ (АЧХ) в линейном спектре частот АСП не зависит от частоты, а фазочастотная характеристика $W_{л.м}(j\omega)$ в этом диапазоне частот растет по линейному закону. Заметим, что из (3.7) можно определить время прохождения сигнала по линейному тракту:

$$\tau_n = d\varphi_\kappa(\omega) / d\omega = const. \tag{3.9}$$

Таким образом, для неискаженной передачи все составляющие спектра линейного сигнала должны быть сдвинуты на одно и то же время τ_{Π} (рис. 3.7,в).

Коррекция линейных искажений. Рассмотрим усилительный участок тракта, который состоит из участка линии связи l_{yc} и ЛУС в соответствующем НУП (или ОУП, или в тракте приема ОП). Пусть линейный сигнал $u_{nl}(t)$ с выхода ЛУС_{пер} подается на вход участка линии связи l_{yc} (см. рис. 3.3). Как видно из рис. 3.8, составляющие линейного сигнала ослабляются тем больше, чем выше их частота; кроме того, каждая из них испытывает различный фазовый сдвиг. В результате линейный сигнал искажается и по амплитуде (амплитудно-частотные искажения — АЧИ), и по фазе (фазочастотные искажения — ФЧИ). Резкое уменьшение уровня линейного сигнала и значительные искажения его формы могут увеличить влияние помех на качество передачи сигнала. Чтобы этого не произошло, линейные усилители соответствующих НУП (ОУП, ОП) не только усиливают составляющие линейного сигнала, но и восстанавливают те же соотношения между составляющими спектра линейного сигнала, которые имели место на выходе ЛУС_{пер}. Эта операция называется коррекцией. Таким образом, ЛУС в НУП и ОУП усиливает и корректирует линейный сигнал.

Пусть участок линии связи характеризуется рабочей комплексной постоянной передачи

$$\tau_{yci}(f) = a_{yci}(f) + jb_{yci}(f), \quad (3.10)$$

где a_{yci} — рабочее затухание, дБ; b_{yci} — рабочий сдвиг фазы участка линии, причем $a_{yci}(f) = \alpha(f) l_{yci}$; $b_{yci}(f) = \beta(f) l_{yci}$. Здесь $\alpha(f)$ — километрическое затухание, дБ/км; $\beta(f)$ — километрический фазовый сдвиг кабеля.

Линейный усилитель характеризуется рабочим комплексным усилением

$$\dot{S}_i(f) = S_i(f) + j\varphi_i(f). \quad (3.11)$$

где $S_i(f)$ — рабочее усиление ЛУС, дБ; $\varphi_i(f)$ — рабочий сдвиг фазы, создаваемый ЛУС.

Если линейный тракт содержит n усилительных участков, то, используя (3.10) и (3.11), рабочее затухание тракта можно выразить через a_{yci} и S_i -следующим образом:

$$a_{л.м} = \sum_{i=1}^n a_{yci}(f) - \sum_{i=1}^n S_i(f). \quad (3.12)$$

Рабочий сдвиг фазы

$$\varphi_{л.м} = \sum_{i=1}^n b_{yci}(f) + \sum_{i=1}^n \varphi_i(f) \quad (3.13)$$

Рабочее затухание и рабочий коэффициент передачи линейного тракта $W_{л.м}$ связаны соотношением $a_{л.м} = 10 \lg |W_{л.м}|$. Тогда из (3.6) и (3.12) находим условие отсутствия АЧИ в тракте:

$$\sum_{i=1}^n a_{yчi}(f) - \sum_{i=1}^n S_i(f) = const. \quad (3.14)$$

Положив константу равной нулю, получим

$$\sum_{i=1}^n a_{yчi}(f) - \sum_{i=1}^n S_i(f). \quad (3.15)$$

Таким образом, АЧИ в тракте будут отсутствовать, если форма АЧХ усиления ЛУС совпадает в линейном спектре частот с формой АЧХ затухания участка линии связи (см. рис. 3.8,а).

Сравнив между собой (3.10), (3.12) и (3.7), найдем условие отсутствия в линейном тракте фазочастотных искажений:

$$\sum_{i=1}^n b_{yчi}(f) - \sum_{i=1}^n \varphi_i(f) = 2\pi \cdot f\tau_n + b_0 \quad (3.16)$$

Таким образом, ФЧИ не обязательно нужно корректировать на каждом усилительном участке. Обычно их корректируют в ОУП или в тракте приема ОП. Кроме того, необходимость в коррекции ФЧИ возникает лишь в том случае, если по тракту передаются цифровые потоки или телевизионные сигналы.

Амплитудно-частотные искажения, как это следует из (3.15), в отличие от ФЧИ желательно корректировать на каждом усилительном участке. Однако и АЧИ, и ФЧИ зависят от изменений многих параметров как линий связи, так и аппаратуры. Поэтому в настоящее время принято, в отдельности корректировать основные, регулярные и случайные линейные искажения.

Основные искажения отличаются тем, что их характер заранее известен. Например, известна частотная зависимость затухания кабеля, ее изменение при изменении температуры почвы или значение краевых искажений в полосах пропускания направляющих фильтров.

Кроме основных линейных искажений в линейном тракте возникают искажения из-за неточности коррекции основных искажений корректорами в линейных усилителях. Эти искажения накапливаются от участка к участку и называются регулярными.

Случайные искажения могут быть вызваны следующими причинами:

- неоднородностью участков линий связи;
- неточным согласованием характеристик сопротивлений линий связи с выходными (входными) сопротивлениями НУП, ОУП, ОП;
- производственными допусками на параметры элементов аппаратуры;
- изменением параметров элементов аппаратуры из-за их старения, изменения параметров окружающей среды и т. д.

В существующих СП коррекция АЧИ организована в таком порядке: основные АЧИ корректируют на каждом усилительном участке; регулярные АЧИ корректируют лишь в некоторых НУП или ОУП, случайные АЧИ корректируют либо в ОУП, либо в тракте приема ОП.

Коррекция основных АЧИ. Затухание участка линии зависит как от частоты (см. рис. 3.8,а), так и от окружающих условий

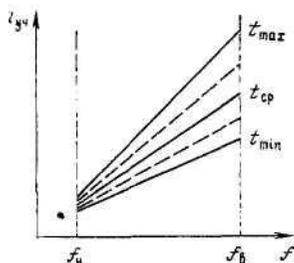


Рис. 3.9. Семейство АЧХ затухания прилегающего участка кабельной линии при температурах грунта t_{max} , t_{cp} и t_{min}

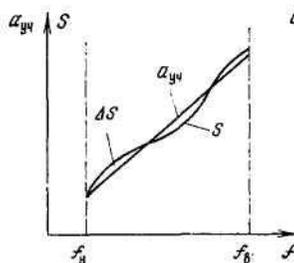


Рис. 3.10. Частотные зависимости усиления ЛУС и затухания прилегающего участка линии

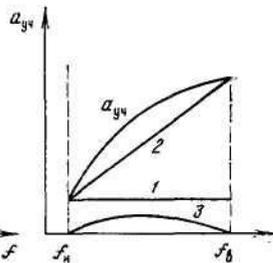


Рис. 3.11. Разложение АЧХ затухания на три составляющие: плоскую (1), наклонную (2) и криволинейную (3)

(рис. 3.9). Условие неискаженной передачи (3.15) будет выполнено лишь в том случае, если и в линейном усилителе формируется семейство АЧХ усиления, причем каждая кривая этого семейства совпадает с заданной погрешностью ΔS с соответствующей кривой семейства АЧХ затухания линии (рис. 3.10).

Необходимое семейство АЧХ усиления ЛУС создается специальными четырехполосными электрическими цепями с переменными параметрами. Эти цепи принято называть переменными амплитудными корректорами (ПАК). Так как ПАК регулируют усиление ЛУС, их еще называют регуляторами.

Для упрощения схемы ПАК прибегают к следующему приему: часть АЧИ, соответствующих либо тяжелым (при $t = t_{max}$), либо легким (t_{min}), либо средним (t_{cp}) условиям работы, корректируют постоянным корректором (ПК). У этого корректора в отличие от ПАК значения элементов не изменяются во времени, т. е. он формирует лишь одну соответствующую заданным условиям работы кривую усиления ЛУС (например, t_{max} на рис. 3.9). Оставшуюся часть АЧИ корректируют переменным корректором.

Чтобы еще более упростить схему и увеличить точность коррекции, АЧХ затухания линии связи представляют в виде суммы отдельных составляющих, каждая из которых корректируется соответствующим ПАК. Например, затухание участка линии симметричного кабеля можно рассматривать как сумму плоской, наклонной и криволинейной составляющих (рис. 3.11). Каждая из составляющих изменяется во времени. Эти изменения корректируются соответ-

ствующими ПАК: плоским регулятором (ПР), наклонным (РН) и криволинейным (РК). Соответствующие АЧХ затуханий регуляторов, входящих в состав АРУ, приведены на рис. 3.12. Отметим, что все кривые семейства АЧХ затуханий РН сходятся в одной точке, называемой точкой вращения. Обычно она выбирается вблизи либо верхней f_B , либо нижней f_n граничной частоты линейного спектра СП. Семейство АЧХ затуханий криво-

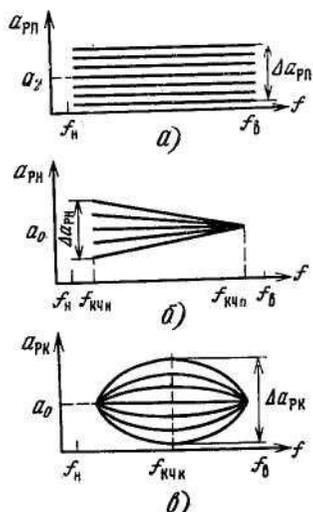


Рис. 3.12. Амплитудно-частотные характеристики затухания плоского (а), наклонного (б) и криволинейного (в) регуляторов

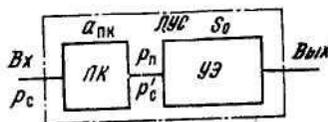


Рис. 3.13. Включение постоянного корректора на входе усилительного элемента ЛУС

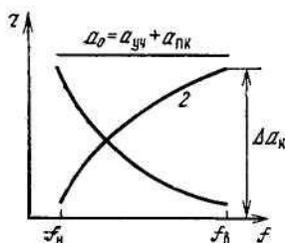


Рис. 3.14. Амплитудно-частотные характеристики затухания участка линии и ПК

линейного регулятора имеет две точки вращения, расположенные также вблизи f_n и $f_δ$.

Место включения корректоров. Из изложенного ясно, что схема линейного усилителя содержит усилительный элемент (УЭ), усиливающий линейный сигнал, и постоянный и переменный корректоры, формирующие АЧХ усиления ЛУС А. ПК и ПАК могут включаться на входе УЭ, между его каскадами и в цепи ООС. Рассмотрим включение постоянного корректора, рассчитанного, например, на тяжелые условия (см. рис. 3.9, t_{max}), на входе УЭ (рис. 3.13). В этом случае АЧХ затухания ПК (рис. 3.14, кривая 1) обратна соответствующей кривой затухания участка линии (рис. 3.14, кривая 2), так что $a_{ПК}(f) + a_{УЧ}(f) = const = a_0$.

Компенсация значительной величины a_0 производится соответствующим усилением S_0 , которое в данном случае не зависит от частоты. Недостатком такого включения является уменьшение защищенности A_z от собственных помех, приведенных к входу УЭ. Из рис. 3.13 следует $A_z(a_{ПК}=0) = p_c - p_n$; $A'_3 =$

$p'_c - p_n = p_c - a_{нк} - p_n$; $A'_3 < A_3$, где p_c — уровень мощности сигнала на входе ЛУС; p_n — уровень мощности помехи, приведенной к входу УЭ. Кроме того, при больших пределах изменения затухания Δa_k (см. рис. 3.14) схема ПК содержит значительное число элементов.

Если ПК включить в цепь ООС усилительного элемента (рис. 3.15), защищенность на входе УЭ не изменится. При глубокой ООС усиление УЭ $S(f)$ в точности копирует затухание корректора $a_{нк}(f)$, так что в линейном

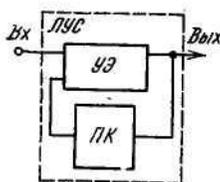


Рис. 3.15. Включение ПК в цепь ООС усилительного элемента

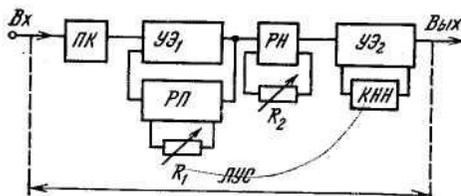


Рис. 3.16. Упрощенная структурная схема ЛУС ОУП системы передачи К-60П

спектре $S(f) = a_{нк}(f)$. Поэтому АЧХ затухания корректора в данном случае растет с увеличением частоты (см. рис. 3.14, кривая 2). Однако при значительно крутизне нарастания затухания (т. е. при больших перепадах Δa_k) возможно изменение сдвига фазы на некоторых частотах по петле ОС, что может привести к самовозбуждению усилителя. По этому значение Δa_k , как правило, невелико (13 дБ), а при конструировании ЛУС применяют компромиссное решение: часть АЧР корректируют постоянным корректором (линейным выравнителем) на входе УЭ, часть — корректором в цепи ООС, который часто называют контуром начального наклона (КНН) Регуляторы (РП, РН, РК) также могут включаться либо на входе либо в цепи ООС.

Схема ЛУС ОУП системы передачи К-60П (рис. 3.16) содержит два усилительных элемента. На входе УЭ₁ включен постоянный корректор, в цепи ООС УЭ₂ — контур начального наклона, в цепи ООС УЭ₁ — плоский регулятор, а регулятор наклона включен между УЭ₁ и УЭ₂. Постоянный корректор и КНН корректируют АЧИ прилегающего к ОУП усилительного участка при средней температуре грунта (см. рис. 3.9). При изменении температуры грунта работают РП и РН. При этом форма кривой усиления ЛУС ОУП изменяется между граничными кривыми, а уровень сигнала на выходе ЛУС. остается практически постоянным. Затухание четырехполюсников РП и РН зависит от переменных сопротивления R_1 и R_2 соответственно. Этими сопротивлениями можно управлять либо вручную, либо автоматически, с помощью системы АРУ. Схемы ПК, РП и РН приведены во многих учебниках и здесь не рассматриваются.

Коррекция регулярных искажений. Для коррекции регулярных искажений применяют магистральные корректоры (МК), АЧХ затухания которых содержит семейство кривых с экстремумами на частотах линейного спектра (рис.

3.17). Корректоры включают на входе УЭ каскадно с ПК (рис. 3.18). Так как МК вносят затухание, для его компенсации устанавливают усилитель (в аналоговой СП на коаксиальном кабеле) либо уменьшают длину участка кабеля (на симметричном кабеле примерно на 1 км).

Коррекция случайных искажений. Эти искажения корректируют либо гармоническим, либо косинусным, либо локальным корректором.

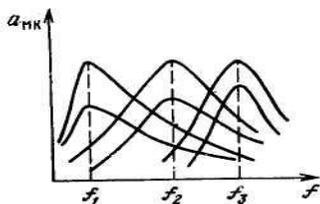


Рис. 3.18. Включение МК в схему НУП

← Рис. 3.17. Амплитудно-частотные характеристики затухания магистрального корректора

В аналоговых СП выпуска последних лет чаще всего применяют локальный корректор. Его схема представляет собой Т-образный четырехполюсник, в поперечное плечо которого включен потенциометр R_2 (рис. 3.19,а). Эту же схему можно представить в виде моста Уитсона (рис. 3.19,б). Если соблюдается условие равновесия моста $R'_2 R_H = R''_2 R_1$, то ток через LC-контур не течет и затухание схемы от частоты не зависит: $a_k = a_0$.

Если перемещать движок потенциометра вверх, то часть сопротивления R'_2 шунтируется на резонансной частоте $f_k = 2\pi\sqrt{LC}$ малым сопротивлением контура. В верхнем положении движка

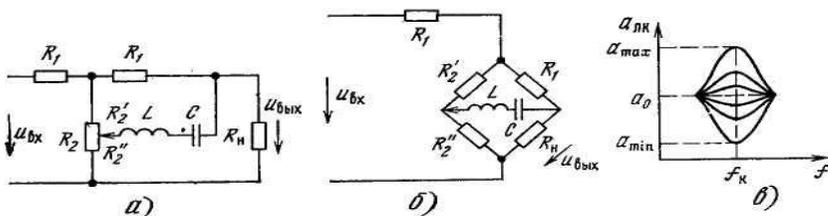


Рис. 3.19. Исходная (а), преобразованная (б) схемы локального корректора и АЧХ его затухания (в)

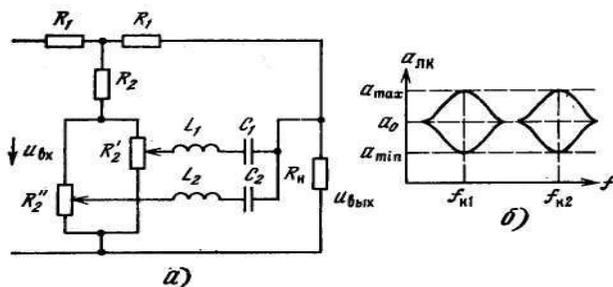


Рис.3.20. Схема локального корректора (а) и АЧХ его затухания (б)

сопротивление шунтировано полностью и затухание корректора минимально: $a_K = a_{min}$. В нижнем положении движка шунтируется нагрузка R_H и затухание корректора максимально: $a_K = a_{max}$ (рис. 3.19,0).

Если сопротивление R_2 представить в виде двух параллельных сопротивлений (рис. 3.20,а), то с помощью еще одного LC- контура можно получить экстремальную кривую затухания на другой резонансной частоте линейного спектра (рис. 3.20, б). Поступая подобным образом, можно получить 8—10 кривых в диапазоне линейного спектра. Достоинствами корректора являются простота схемы, возможность плавной регулировки затухания, независимость изменений затуханий на разных частотах в процессе регулировок и т. д.

3.3. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

В § 3.1 отмечалось, что АРУ предназначена для поддержания уровня передачи на выходах ЛУС неизменным при изменении окружающих усилительный участок условий. Для пояснения принципа АРУ рассмотрим усилительный участок между выходом ЛУСпер и выходом НУП₁ (см. рис. 3.3). Запишем зависимость уровня передачи на выходе НУП₁ $\rho_{пер1}$ от номинального уровня передачи $\rho_{пер.н}$ на выходе ЛУС: $\rho_{пер1} = \rho_{пер.н} - a_{уч1} - 2 a_{cy} + S_1$. Здесь $a_{уч1}$ — затухание участка линии связи длиной $l_{уч1}$; a_{cy} — затухание СУ; S_1 — усиление ЛУС НУП.

Значения $a_{уч1}$ и S_1 зависят не только от частоты, но и от времени. Действительно, $a_{уч1}$ меняется при изменении температуры грунта, S_1 также меняется при старении элементов, изменении режима работы транзисторов и т. д. На рис. 3.21 построена диаграмма уровней первых трех участков между ОП и ОУП₁ на который учтено только изменение затухания $a_{уч1}$ в которой

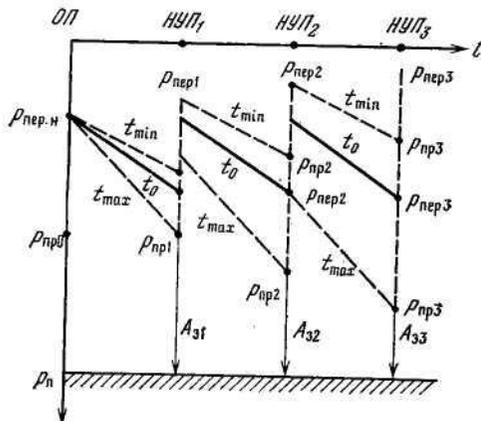


Рис. 3.21. Диаграмма уровней магистрали

учтено только изменение затухания $a_{yч i}$ в зависимости от температуры грунта. При номинальной температуре t_0 уровни $p_{пер.н}$ и $p_{перi}$ совпадают. Если температура грунта увеличивается ($t = t_{max}$), увеличиваются затухания $a_{yч i}$ уменьшаются уровни на входах НУП p_{npi} ($p_{npi} < P_{np0}$) В результате уменьшается защищенность от собственной помехи $A_{3i} = p_{npi} - p_n$ на входах НУП₁, причем наименьшая защищенность будет на входе НУП₃. Если же температура грунта уменьшается ($t = t_{min}$), то уровни приема на входах всех НУП увеличиваются, увеличиваются и уровни передачи ($p_{перi} > P_{пер.н}$), особенно $P_{пер3}$, а это приводит к перегрузкам ЛУС в НУП, в результате чего на выходе линейного тракта возникают значительные нелинейные искажения и помехи.

При охвате ЛУС в НУП и ОУП цепью АРУ усиление ЛУС меняется так, что в пределах изменения температуры грунта $t_{min} \leq t \leq t_{max}$ уровень на выходах ЛУС поддерживается постоянным: $p_{перi} \approx P_{пер.н}$

Изменение величины усиления и формы ЛУС, как уже говорилось, достигается автоматическим изменением регулирующих сопротивлений ПАК (см. § 3.2) РП, РН, РК и т. д.

Системы АРУ по контрольным частотам. В этом случае на вход ЛУС_{пер} ОП (см. рис. 3.3) подаются контрольные колебания с частотами $f_{кчi}$. Некоторые из них контролируют изменения затухания участков линий, другие — изменения параметров станционных устройств и т. д. Эти колебания совместно с информационным сигналом усиливаются в ЛУС_{пер} и распространяются по тракту, испытывая те же изменения, что и информационный сигнал.

В линейных усилителях НУП, ОУП, ОП контрольные колебания выделяются приемником контрольного канала (ПКК), обрабатываются им и управляют соответствующими регуляторами: РП, РН, РК и т. д.

Число контрольных колебаний зависит от типа СП и линии связи. Например, в системе передачи на воздушной линии две контрольные частоты — плоская и наклонная. Симметричный кабель характеризуется достаточно сложной зависимостью затухания линии от частоты и температуры грунта. Поэтому в СП на симметричном кабеле применяют три линейные контрольные частоты: плоскую ($f_{кчн}$) и наклонную ($f_{кчн}$) располагают вблизи границ спектра в точках вращения РН и РК, а криволинейную ($f_{кчк}$) — в средней части спектра (см. рис. 3.12). В коаксиальном кабеле зависимость затухания и его температурного коэффициента от частоты более простая, чем в симметричном: $a_{yч} = K\sqrt{f}$, где K — постоянная. Поэтому в СП на коаксиальном кабеле применяют одну, основную КЧ, расположенную вблизи верхней границы спектра и управляющую частотно-зависимым ПАК.

К колебаниям контрольных частот предъявляются два основных требования: они должны быть достаточно стабильны по частоте и амплитуде и рас-

полагаться вне линейных спектров каналов, чтобы избежать влияния помех от КЧ на эти каналы.

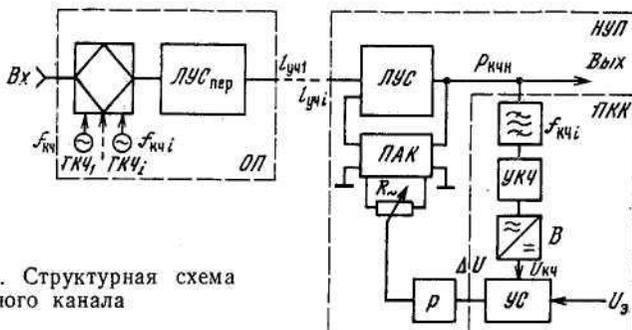


Рис. 3.22. Структурная схема контрольного канала

На вход контрольного канала (рис. 3.22) вводятся контрольные колебания от генераторов контрольных частот (ГКЧ). С выходов ЛУС НУП (или ОУП) они поступают в приемник контрольного канала (ПКК), в котором колебание КЧ избирается узкополосным фильтром (обычно он кварцевый и помещен в термостат), усиливается усилителем (УКЧ), выпрямляется и поступает на устройство сравнения (УС), где выпрямленное напряжение $U_{кч}$ сравнивается со стабильным эталонным напряжением U_3 . Если $U_{кч} = U_3$, уровень передачи по КЧ на выходе ЛУС равен номинальному:

$$r_{кч} = r_{кчн} \quad (3.17)$$

Если изменяются окружающие условия, изменяется и уровень $r_{кч}$. Например, при увеличении температуры грунта уровень $r_{кч}$ уменьшается, так что $r_{кч} < r_{кчн}$. При этом уменьшается и выпрямленное напряжение контрольного колебания: $U_{кч} < U_3$. В этом случае УС вырабатывает сигнал ошибки $U_э$, — $U_{кч} = -\Delta U$, который приводит в действие регулятор (Р). В результате изменения управляющего сопротивления $R_{кч}$ изменяется затухание ПАК и увеличивается усиление ЛУС до тех пор, пока не будет выполнено условие (3.17). Если температура грунта уменьшается относительно номинальной, УС вырабатывает сигнал ошибки с противоположным знаком, усиление ЛУС уменьшается до выполнения условия (3.17).

В качестве регулятора может быть использован двигатель, на валу которого закреплен движок управляющего сопротивления. Такая система АРУ называется электромеханической. В другой системе АРУ (рис. 3.23) сигнал ошибки через усилитель постоянного тока (УПТ) изменяет ток подогрева термистора, в результате чего изменяется сопротивление его рабочего тела. Такая система АРУ называется электротермической.

Восстановление уровня КЧ на выходе ЛУСпер происходит со скоростью, определяемой типом линии. Так, для кабельной линии среднегодовые изменения температуры почвы по России составляют $0,6^\circ \text{C}$ за сутки. Поэтому здесь можно применить практически любую систему АРУ. На воздушной линии, где скорость изменения окружающих условий может быть значитель-

ной (например, при опадании с проводов гололеда), удобнее применять

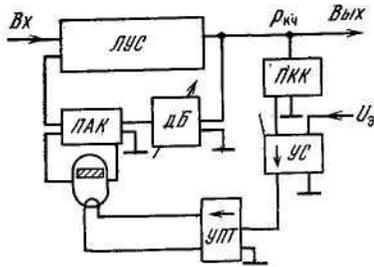


Рис. 3.23. Электротермическая система АРУ

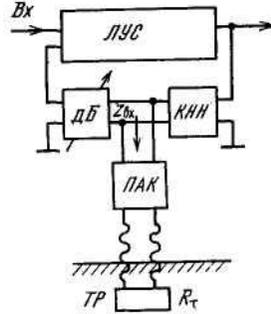


Рис. 3.24. Система АРУ по температуре грунта

электромеханическую систему АРУ. В целом системы АРУ по контрольным Частотам достаточно точно восстанавливают уровень передачи на выходе ЛУС, однако в них используется дорогое оборудование: стабилизированные кварцевыми резонаторами ГКЧ, содержащие сложные узлы ПКК и т. д. Поэтому снабжать АРУ по контрольным частотам ЛУС каждого НУП во многих случаях неэкономично.

Система АРУ по температуре грунта. Такая система АРУ (рис. 3.24) применяется, как правило, только на кабельных линиях. Она содержит переменный амплитудный корректор, нагруженный на терморезистор (ТР), помещенный в грунт на глубине прокладки кабеля. При изменении температуры грунта изменяется величина сопротивления ТР и, следовательно, входное сопротивление ПАК $Z_{вх}$. Это приводит к изменению глубины ООС, которой охвачен ЛУС, и его усиления. В такой системе АРУ отсутствуют дорогостоящие ГКЧ и ПКК, поэтому она проще и экономичнее, чем система АРУ по КЧ. Однако погрешность восстановления уровня передачи на выходе ЛУС здесь значительно выше. Поэтому все или большую часть НУП в секции ДП (см. рис. 3.3) снабжают АРУ по температуре грунта, а накапливающуюся в секции погрешность регулирования компенсируют в ЛУС НУП, ОУП или ОП, оборудованных АРУ по КЧ.

3.4. ПОМЕХИ В ТРАКТАХ И КАНАЛАХ АНАЛОГОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Классификация помех. Помехой называют посторонние электрические колебания, мешающие нормальному приему сигналов. В зависимости от характера воздействия на сигнал помехи подразделяются на аддитивную и мультипликативную. А д д и т и в н а я помеха представляет собой

случайный сигнал, который накладывается на полезные сигналы, передаваемые по каналам (трактам передачи).

Действие аддитивной помехи описывают следующим образом: $u(t) = u_c(t) + u_n(t)$, где $u_c(t)$ — напряжение полезного сигнала; $u_n(t)$ — напряжение помехи; и $u(t)$ — суммарное напряжение на выходе канала (тракта). Мультипликативная помеха обуславливается случайными изменениями коэффициента передачи- канала (тракта) в зависимости от времени: $u_p(t) = u_c(t) u_n(t)$, где $u_p(t)$ — результирующее напряжение на выходе канала (тракта).

Кроме того, помехи можно классифицировать следующим образом.

1. В зависимости от места возникновения помехи делятся на внутренние и внешние. К внутренним помехам, возникающим в узлах аппаратуры, относятся: собственные помехи; помехи Нелинейного происхождения; помехи из-за попутных потоков, плохих контактов в местах соединений, переключений трактов (каналов). Внешние помехи обусловлены действием внешних источников помех: линейных переходов с параллельно проходящих цепей связи; линий электропередачи и электрифицированных железных дорог; промышленных установок; атмосферы; фона электропитающих установок; микрофонного эффекта.

2. В зависимости от формы помехи могут быть непрерывными и импульсными. Непрерывные по форме помехи характеризуются неравенством $U_{max} > (3 \dots 10) U_{cp}$, а импульсные — неравенством $U_{max} > (100 \dots 1000) U_{cp}$, где U_{max} — максимальное, а U_{cp} — среднее напряжение сигналов помехи.

3. В зависимости от спектра своего сигнала помехи могут быть сплошными или дискретными (селективными). Сигнал сплошной помехи характеризуется распределением его мощности по широкому спектру частот (пример такой помехи — белый шум). Селективная помеха характеризуется тем, что ее мощность сосредоточена либо на одной частоте, либо в очень узкой полосе частот.

4. По мешающему действию при передаче речи помехи подразделяются на шум и переходный разговор. Шум маскирует слабые звуки речи и тем самым уменьшает разборчивость передачи. Переходный разговор может быть невнятным и внятным. Прослушивание внятного чужого разговора отвлекает внимание абонентов и нарушает секретность связи, невнятный переходный разговор резко увеличивает шум в канале связи. При передаче дискретной информации мешающее действие помех приводит к ошибкам при приеме информации, уменьшает ее достоверность.

Способы оценки действия помех. Для оценки действия помех могут использоваться следующие параметры.

Защитность $A_3 = 10 \lg(P_c/P_n)$ или $A_3 = 20 \lg(U_c/U_n)$ где P_c, U_c, P_n, U_n — мощности и напряжения сигнала и помех соответственно. Защищен-

ность можно также вычислить через уровни мощности сигнала и помехи: $A_3 = p_c - p_n$.

Коэффициент шума $D = \frac{P_{с.вх.} / P_{н.вх.}}{P_{с.вых.} / P_{н.вых.}}$, где P_c, P_n – мощности сигнала и помехи

на входе и выходе четырехполосника соответственно (например, усилителя, тракта, канала и т. д.). Физически эта величина показывает, во сколько раз уменьшается отношение мощности сигнала к мощности помехи при включении в тракт передачи сигнала данного четырехполосника.

Потери шумозащитности

$$d = 10 \lg D = A_{3\text{-вх}} - A_{3\text{-вых}} \quad (3.18)$$

где $A_{3\text{-вх}}, A_{3\text{-вых}}$ — защищенность на входе и выходе четырехполосника.

Оценка помех с помощью психометрического напряжения (от греческого слова «псофос» — шум) производится при передаче речи по телефонным каналам или каналам радиовещания. Оказывается, что чувствительность системы «телефон — ухо» неодинакова для разных частот спектра воспринимаемых сигналов (рис. 3.25), причем максимум чувствительности приходится на полосу частот 800... 1000 Гц. Если в телефонном канале действует помеха, то ее спектральные составляющие также по-разному воспринимаются системой «телефон — ухо». Отсюда и возникло определение психометрического напряжения помех: это такое напряжение с частотой 800 Гц, которое по своему мешающему воздействию эквивалентно реально действующей помехе. Следовательно, психометрическое напряжение в канале всегда меньше действующего: $U_{nc} = K_{nc}U$, где $K_{nc} < 1$ — психометрический коэффициент. Для канала ТЧ $K_{nc} = 0,75$. Для измерения психометрического напряжения применяют психометр, который представляет собой вольтметр с квадратичным детектором. На входе вольтметра включен фильтр, АЧХ затухания которого соответствует требованиям МККТТ.

Нормирование помех. С целью обеспечения высокого качества передачи информации, как по национальной, так и международной сети связи по рекомендации МККТТ нормирование помех производится для каналов ТЧ эталонной цепи. Протяженность цепи для кабельной, воздушной, радиорелейной линий связи составляет 2500 км, а ее структура (т. е. число и тип переприемов) зависит от типа кабеля и применяемой системы передачи. Например

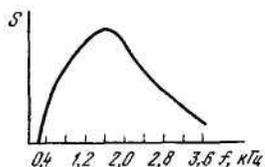


Рис. 3.25. Чувствительность системы «телефон — ухо»

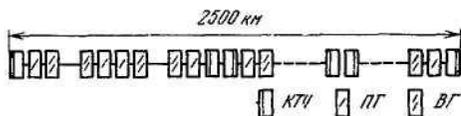


Рис. 3.26. Пример структуры эталонной цепи

эталонная цепь для симметричного кабеля с системой передачи К-60П (рис. 3.26) содержит два перерриема по ТЧ и на каждом переприемном участке по ТЧ — один переприем по первичной группе (ПГ). Согласно требования МККТТ в точке нулевого относительного уровня (ТНОУ) на выходе канала ТЧ эталонной кабельной цепи мощность всех видов помех не должна превышать $P_{n\Sigma} = 10000$ пВт псоф, причем $P_{n\Sigma}(0) = P_{n.n.o}(0) + P_{n.l.m}(0)$, где $P_{n.n.o}$ — мощность помех в ТНОУ канала ТЧ, вносимых преобразовательным оборудованием оконечных и переприемных станций; $P_{n.l.m}$ — мощность помех в этой же точке, вносимых линейным трактом.

По нормам МККТТ для эталонной цепи $P_{n.n.o}(0) = 2500$ пВт псоф. Следовательно, $P_{n.l.m}(0) = 7500$ пВт псоф, т. е. каждый километр линейного тракта вносит мощность помех $P_{l.m}(0)/1 \text{ км} = 7500 \text{ пВт псоф}/2500 \text{ км} = 3 \text{ пВт псоф}$. Для современных систем передачи эта норма более жесткая: 1,5 пВт псоф/км (К=1920П), 1 пВт псоф/км (К = 3600).

Приведенные нормы характеризуют результирующую мощность помех в ТНОУ. Нормы на отдельные виды помех зависят от типа кабеля. Так, для многочетверочного симметричного кабеля характерно соотношение между мощностями собственных, нелинейных и помех от линейных переходов $P_{c.n} : P_{n.n} : P_{n.l.n} = 1 : 1 : 2$, т. е. нормами предусмотрено, что основным видом помех в симметричном кабеле являются помехи от линейных переходов. Конечно, можно сконструировать многочетверочный кабель, в котором влияние помех от линейных переходов будет меньше. Однако во многих случаях такой кабель экономически не выгоден. Для одночетверочного < симметричного кабеля $P_{c.n} : P_{n.n} : P_{n.l.n} = 1 : 1 : 1$.

В коаксиальном кабеле поверхностный эффект проявляется, начиная от частоты 60 кГц. Поэтому в полосе частот линейного спектра систем передачи коаксиального кабеля помехи от линейных переходов отсутствуют. Соотношение между мощностями собственных и нелинейных помех зависит от типа кабеля и СП, работающей на этом кабеле. Так, для кабеля МКТП-4 и СП К-420 $P_{c.n} : P_{n.n} = 1 : 1$, а для кабеля КМБ-4 и СП К-1920П либо К-3600 $P_{c.n} : P_{n.n} = 2 : 1$.

В случае воздушных линий связи помехи для цепей из цветного металла нормируются для эталонной цепи длиной 2500 км, а для стальных цепей — длиной 400 км. Для каналов ТЧ, организованных на воздушных цепях из цветного металла длиной 2500 км, мощность помех в ТНОУ не должна превышать $P_n(0) = 20\ 000$ пВт псоф, из которых 17 500 пВт псоф отводится на помехи линейного тракта.

Собственные помехи. К собственным помехам относятся шумы флуктуационного характера: тепловой, из-за дробового эффекта в электронных лампах и транзисторах и полупроводниковый.

Из курса физики известно, что внутри проводника тепловые И умы возникают вследствие хаотического теплового движения электронов со случайным распределением скоростей и направлений движения внутри

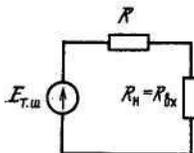


Рис. 3.27. Источник теплового шума, нагруженный на нешумящее сопротивление

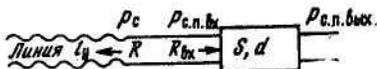


Рис. 3.28. Линейный усилитель, согласованно включенный с линией связи

проводника. Среднеквадратическое значение шумовой ЭДС по формуле Найквиста $E_{т.ш.} = \sqrt{4KT\Delta fR}$, где $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град — постоянная Больцмана; T — температура по шкале Кельвина, К; R — сопротивление проводника, Ом; Δf — полоса частот, в которой определяется ЭДС теплового шума, Гц. Спектр теплового шума характеризуется равенством амплитуд спектральных составляющих вплоть до частот 10^{12} Гц (так называемый белый шум).

Рассмотрим источник теплового шума (например, резистор), нагруженный на нешумящее сопротивление R_H (рис. 3.27). Нетрудно видеть, что при условии $R=R_H$ в нагрузку R_H выделяется максимальная мощность теплового шума, Вт:

$$P_{т.ш.} = E_{т.ш.}^2 / (4R) = KT\Delta f. \quad (3.19)$$

Определим из (3.19) абсолютный уровень мощности теплового шума при комнатной температуре ($T=293\text{K}$):

$$p_{т.ш.} = 10 \lg(p_{т.ш.} / 1\text{мВт}) = (-173,95 + 10 \lg \Delta f). \quad (3.20)$$

В частности, для канала ТЧ из (3.20) $P_{т.ш.} = -139$ дБм.

Др о б о в ы й шум возникает из-за случайных отклонений коллекторного (анодного) тока транзисторов (электронных ламп) от среднего значения. Спектр этого шума такой же широкий, как и спектр теплового шума.

П о л у п р о в о д н и к о в ы й шум вызван неоднородностью поверхности коллектора транзистора, в результате чего возникают случайные флуктуации коллекторного тока. Мощность этого шума приблизительно обратно пропорциональна частоте; на частотах выше 10 кГц она очень мала и в расчетах не учитывается.

Расчет мощности помех на выходе усилителя. Рассмотрим линейный усилитель, согласованно включенный с линией связи (рис. 3.28). Мощность помех на выходе усилителя будет определяться тепловым шумом линии, тепловым, дробовым и полупроводниковым шумами усилителя. Заменяем линию генератором шума с нешумящим сопротивлением R , согласованно вклю-

ченным с входным сопротивлением усилителя $R_{BX}=RH=R$ (см. рис. 3.27)'. Тогда абсолютный уровень термического шума на входе усилителя 'определится из (3.20). Если из линии на вход усилителя поступает сигнал с уровнем p_c , то

защищенность сигнала на входе усилителя $A_{3.вх} = p_c - p_{m.ш}$.

При включении усилителя с усилением S и потерями шумозащищенности d на его выходе появляется собственная помеха с уровнем $P_{c.n.вых}$. Защищенность сигнала на выходе $A_{3.вх} = p_c + S - p_{c.n.вых}$. Потери шумозащищенности определяем из (3.18): $d = P_{c.n} - P_{m.ш} - S$. Отсюда мощность собственных помех на выходе усилителя

$$P_{c.n} = 10^{0,1 p_{c.n}} = 10^{0,1(p_{m.ш} + d + S)}. \quad (3.21)$$

Величина

$$P_{c.n} = p_{m.ш} + d \quad (3.22)$$

называется уровнем собственных помех усилителя, приведенным к его входу.

Таким образом, из (3.21) и (3.22) $P_{c.n} = 10^{0,1(p_{c.n.n} + S)}$.

Мощность собственных помех в (3.21) соответствует некоторому уровню p_{nep} сигнала на выходе усилителя. Чтобы пересчитать эту мощность в ТНОУ, необходимо изменить показатель степени в (3.21) на $-0,1 p_{nep}$:

$$P_{c.n} = 10^{0,1(p_{c.n.n} + S)} \cdot 10^{-0,1 p_{nep}}. \quad (3.23)$$

Но $p_{nep} - S = p_{np}$, где p_{np} - уровень приема на входе усилителя, поэтому

$$P_{c.n}(0) = 10^{0,1(p_{c.n.n} - p_{np})}. \text{ Для КТЧ. } p_{c.n.n} = -139 \text{ дБ} + d.$$

Накопление собственных помех в линейном тракте. Как было показано в § 3.2, в линейном тракте (см. рис. 3.1) каждый ЛУС в точности компенсирует затухание прилегающего участка линии: $S_1 = a_{yч1}$, $S_2 = a_{yч2}$, ..., $S_n = a_{yч n}$. Следовательно, линейный тракт становится «прозрачным» для собственных помех с выхода каждого ЛУС: мощность помехи $P_{c.n1}$ с выхода ЛУС₁ будет передана на выход тракта, то же произойдет с $P_{c.n2}$ и т. д. Так как помехи от разных ЛУС между собой не коррелированы, то на выходе тракта их мощности складываются:

$$P_{c.n\Sigma}(0) = P_{c.n1}(0) + P_{c.n2}(0) + \dots + P_{c.n.n}(0) = \sum_{i=1}^n P_{c.ni}(0). \quad (3.24)$$

При одинаковых длинах участков линий их затухания одинаковы:

$$P_{c.n1} = P_{c.n2} = \dots = P_{c.n.n} = P_{c.n} \text{ и } P_{c.n\Sigma}(0) = n P_{c.n} \quad (3.25)$$

Результирующий уровень собственной помехи, соответствующий мощности

$P_{c.n\Sigma}(0)$, $p_{c.n.p} = 10 \lg(P_{c.n\Sigma}(0) / 1 \text{ мВт})$. Выразим $P_{c.n\Sigma}(0)$ из (3.25), а $P_{c.ni}(0)$ из (3.23). Тогда

$$p_{c.n.p}(0) = p_{c.n.n} + S + 10 \lg n - p_{nep} \quad (3.26)$$

Определение оптимальной длины усилительного участка. Для практических расчетов пользуются понятием оптимальной длины участка линии l_0 . Эта такая длина, при которой мощность собственных помех на выходе линейного усилителя точно равна норме.

Для определения l_0 будем по-прежнему считать, что усиление ЛУС равно затуханию, участка линии: $S = a_{уч} = a l_0$, где a — коэффициент затухания кабеля, дБ/км. При длине магистрали L_M нормативное значение мощности

$$P_{с.н.р}(0) = L_M P_{с.н.н}(0) / 1 \text{ км}, P_{с.н.н}(0) / 1 \text{ км}, \quad (3.27)$$

где $P_{с.н.н}(0) / 1 \text{ км}$ — норма мощности собственных помех на 1 км линейного тракта.

Число усилительных участков магистрали $n = L / l_0$. Тогда из (3.26) и (3.27)

$$P_{с.н.р}(0) = P_{с.н.н} + a l_0 + 10 \lg \frac{L_M}{l_0} - P_{пер}.$$

Отсюда определяем оптимальную длину усилительного участка: $a l_0 + 10 \lg(L_M / l_0) = P_{с.н.р}(0) - P_{с.н.н} + P_{пер}$. (3.28)

Решение (3.28) может быть найдено либо подбором l_0 , либо графически (рис. 3.29).

Способы повышения защищенности от собственных помех. Для увеличения защищенности от собственных помех применяют следующие способы.

1. В первом каскаде ЛУС используют малошумящие транзисторы. При этом уменьшаются потери шумозащищенности, уменьшается уровень $P_{с.н.н}$ и, следовательно, мощность собственных помех на выходе ЛУС (3.23).

2. Вводят предуслаживание уровня передачи на выходе ЛУС пер. Для этой цели в цепь β ООС ЛУС пер (см. рис. 3.3) вводится контур предуслаживающего наклона (КПН). Как видно из рис. 3.30, а

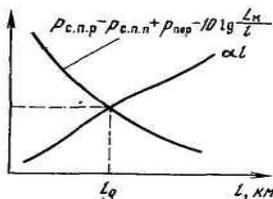


Рис. 3.29. К решению уравнения (3.28)

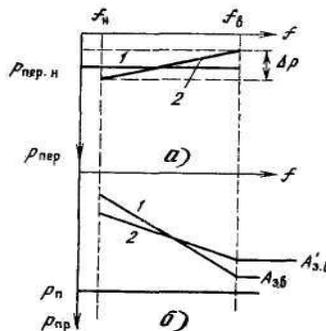


Рис. 3.30. Частотные характеристики уровней передачи (а) и приема (б) в режимах без предуслаживания (1) и с предуслаживанием (2)

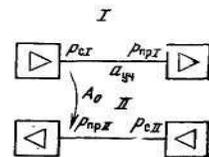


Рис. 3.31. К определению защищенности от переходных помех на ближнем конце

(график 2), уровень передачи на верхних частотах линейного спектра увеличивается, на нижних частотах — уменьшается, так что средняя мощность группового сигнала не изменяется по сравнению со средней мощностью этого сигнала в режиме без предискажения (график 1).

Для усилительного участка уровень на входе НУП можно определить из соотношения $p_{np} = P_{nep} - a_{yч}$, где P_{nep} — уровень на выходе ЛУСпер; $a_{yч}$ — затухание участка линии (см. рис. 3.3). В режиме без предискажения в цепь ООС ЛУСпер включается удлинитель (см. рис. 3.3).

Из рисунка 3.30,6 следует, что в режиме без предискажения защищенность верхних в линейном спектре каналов Аз.в существенно меньше защищенности нижних по спектру каналов. При введении предискажения защищенность верхних каналов Аз.в увеличивается и достигает нормы. Защищенность нижних каналов уменьшается, но остается в пределах заданной нормы. Таким образом, введение предискажения выравнивает защищенность во всех каналах СП. При этом, однако, в групповой сигнал намеренно вводятся амплитудно-частотные искажения. Для их коррекции в тракте приема ОП предусматривается контур обратного наклона (КОН), характеристика которого обратна характеристике затухания КПП (см. рис. 3.3). Кроме того, увеличение уровня передачи на верхних частотах приводит к возрастанию нелинейных помех. Поэтому значение предискажения уровня Δp (рис. 3.30, а) не превышает обычно 13 ... 15 дБ.

Помехи от линейных переходов. Основной причиной возникновения помех от линейных переходов является электромагнитное влияние между параллельными цепями воздушных и кабельных линий связи. Эти влияния могут привести к резкому ухудшению качества связи, особенно при совпадении спектров влияющего и подверженного влиянию каналов. Понятно, что помехи от линейных переходов особенно существенны при организации связи с помощью симметричных кабелей и воздушных линий. В коаксиальном кабеле эти помехи практически не учитывают (см. § 3.1).

Определение защищенности участка линии связи. Определим (защищенность от переходной помехи на ближнем конце $A_{э0}$ из рис. 3.31, где показан усилительный участок при двусторонней связи: $A_{э0} = p_{np1} - p_n$. Уровень приема сигнала p_{np11} на входе ЛУС НУП₁ определяется уровнем передачи p_{nep11} на выходе ЛУС НУП₂ и затуханием участка линии $a_{yч}$: $p_{np11} = p_{nep11} - a_{yч}$. Уровень помехи зависит от переходного затухания на ближнем конце A_0 и уровня передачи p_{nep1} на выходе ЛУС НУП₁: $p_n = p_{nep1} - A_0$. Следовательно, $A_{э0} = p_{nep11} - p_{nep1} + A_0 - a_{yч}$. Обычно уровни передачи на выходах ЛУС приблизительно одинаковы. Поэтому $A_{э0} = A_0 - a_{yч}$. В диапазоне тональных частот $a_{yч} \ll A_{э0}$ и двусторонняя связь в одном симметричном кабеле возможна. Однако в линейном спектре СП значение $a_{yч}$ растет и становится соизмеримым с переходным затуханием A_0 , что приводит к недопустимо малым значениям защищенности $A_{э0}$. Для увеличения A_0 применяют двухкабельную систему связи

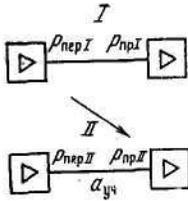


Рис. 3.32. К определению защищенности от переходных помех на дальнем конце

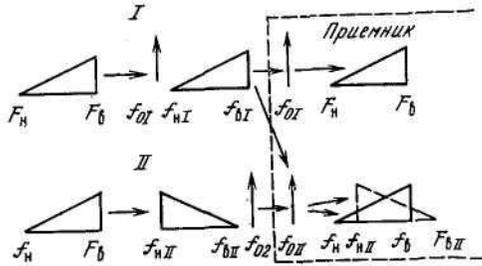


Рис. 3.33. Инверсия полос частот в линейных спектрах СП, работающих на параллельных цепях

применяют двухкабельную систему связи (четырёхпроводную, однополосную, см. § 3.1). При этом из-за экранирующего действия оболочек кабеля значение A_0 резко растёт (до 140 дБ), переходные помехи на ближнем конце практически отсутствуют.

В двухкабельной СП качество каналов определяется защищенностью A_{3l} от помех на дальнем конце. Определим A_{3l} из рис. 3.32, где показан усилительный участок, содержащий влияющую (I) и подверженную влиянию (II) пары. В этом случае $A_{3l} = p_c - p_n$; $p_c = p_{nep II} - a_{yч}$; $p_n = p_{nep I} - A_l$, где A_l — переходное затухание на дальнем конце. Следовательно, при примерно одинаковых уровнях передачи на выходах ЛУС $A_{3l} = A_l - a_{yч}$. Но $A_l \gg A_0$. Поэтому $A_{3l} \gg A_0$, что и обеспечивает необходимое качество каналов при двухкабельной организации связи.

При организации связи по двухпроводной, двухполосной системе оконечное оборудование СП (особенно на воздушных линиях) принято разделять на станции А и Б. При этом передача по параллельным цепям от А к Б ведётся с запада на восток и с севера на юг. Тем самым исключаются переходы на ближний конец от влияющих одноименных СП.

Однако даже в двухкабельных системах защищенность на дальнем конце может оказаться недостаточной. Тогда, если спектры влияющего и подверженного влиянию каналов совпадают, переходные влияния могут привести к появлению внятных переходных разговоров, которые отвлекают внимание слушающего абонента.

Для борьбы с внятными переходами применяют инверсию и сдвиг полос частот в линейных спектрах СП, работающих на параллельных цепях. Смысл инверсии частот поясняет рис. 3.33. Здесь F_n, F_b — граничные частоты спектра исходного сигнала; f_{nI}, f_{bI} — граничные частоты линейного спектра этого сигнала во влияющей цепи; f_{nII}, f_{bII} — граничные частоты линейного спектра в цепи, подверженной влиянию; f_{0I}, f_{0II} — виртуальные несущие, пре-

образующие исходный сигнал в линейный спектр в первой и второй СП соответственно: $f_{HI} = f_{0I} + F_H$; $f_{GI} = f_{0I} + F_B$.

Как видно из рисунка, линейный спектр канала в цепи, подверженной влиянию, инвертирован относительно линейного спектра во влияющей цепи. Поэтому после демодуляции на выходе канала СП, подверженной влиянию, возникнут колебания с частотами

$$F_{HII} = f_{0II} - f_{0I} - F_B, f_{0II} - f_I - F_H \quad (3.29)$$

Например, для первого канала СП В-3-3 $f_H = 0,6$ кГц, $f_B = 3,4$ кГц, $f_{0I} = 4$ кГц, $f_{0II} = 8$ кГц. Тогда согласно (3.29) $f_{HII} = 0,6$ кГц, $f_{GI} = 3,7$ кГц. Это означает, что сигналы с частотами 0,6 и 3,4 кГц во влияющем канале превращаются в помехи с частотами 3,7 и 0,6 кГц соответственно в канале, подверженном влиянию. Помехи будут восприниматься слушающим абонентом как невнятный переходный разговор, что согласно экспериментальным исследованиям эквивалентно увеличению защищенности на 7 дБ. Еще больший эффект дает одновременный с инверсией сдвиг полос каналов, подверженных влиянию, относительно полос частот одноименных влияющих каналов. При этом защищенность увеличивается на 25... 26 дБ.

Нелинейные помехи. Источниками нелинейных помех являются узлы групповых устройств, содержащие нелинейные элементы, т. е. элементы, вольтамперные характеристики которых не подчиняются закону Ома,— диоды, транзисторы, катушки с ферромагнитными сердечниками и т. д. В линейных трактах СП (см. рис. 3.1) основными источниками нелинейных помех являются линейные усилители. Так как число ЛУС в линейном тракте весьма велико, эти помехи, накапливаясь от участка к участку, могут резко ухудшить качество каналов и трактов СП.

Для оценки нелинейных свойств ЛУС рассматривают его амплитудную характеристику (рис. 3.34). Рабочая точка выбирается па линейном участке характеристики (на рис. 3.34 от 0 до U_n). При превышении порогового напряжения форма сигнала резко изменяется (рис. 3.35), на выходе усилителя появляются колебания с частотами, которых не было во входном сигнале. Например, если на вход усилителя подается сигнал, содержащий частоты f_x, f_y, f_z , то на его выходе кроме полезного сигнала с частотами f_x, f_y, U возникнут гармонические колебания с частотами kf_x, kf_y, kf_z ($k = 2, 3, \dots$) и комбинационные колебания $pf_x \pm gf_y \pm mf_z$ где p, g ,

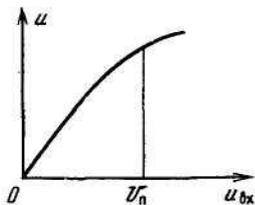


Рис. 3.34. Амплитудная характеристика ЛУС

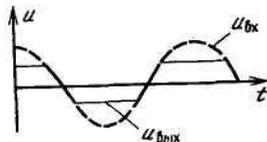


Рис. 3.35. Изменение формы сигнала при превышении порогового напряжения

$z = 1, 2, 3$. Эти колебания и являются нелинейными помехами, так как они распределяются по всему линейному спектру СП и могут вызвать нелинейные переходы между каналами и дополнительные нелинейные шумы в каждом канале. Поэтому напряжение сигнала не должно превышать порога перегрузки усилителя U_n или соответствующий этому напряжению уровень p_n .

По определению МККТТ порогом перегрузки называют уровень мощности p_n на выходе ЛУС, при котором увеличение уровня сигнала на входе ЛУС на 1 дБ вызывает увеличение уровня третьей гармоники на выходе ЛУС на 20 дБ. Однако нелинейные помехи возникают даже в том случае, если амплитуда сигнала не превышает порога перегрузки, так как линейный участок амплитудной характеристики ЛУС (см. рис. 3.34) является квазилинейным.

Для количественной оценки нелинейных свойств ЛУС на этом участке используют затухание нелинейности по второй и третьей гармоникам:

$$a_{2Г} = 10 \lg (P_{1Г} / P_{2Г}) = 20 \lg (U_{1Г} / U_{2Г}) = p_{пер} - p_{2Г};$$

$$a_{3Г} = 10 \lg (P_{1Г} / P_{3Г}) = 20 \lg (U_{1Г} / U_{3Г}) = p_{пер} - p_{3Г};$$

Все величины в этих соотношениях вычисляют или измеряют на выходе ЛУС: $P_{1Г}$, $P_{2Г}$, $P_{3Г}$, $U_{1Г}$, $U_{2Г}$, $U_{3Г}$ — мощности и напряжения первой, второй и третьей гармоник соответственно; $p_{пер} = 10 \lg (P_{1Г} / 1 мВт)$ — уровень передачи сигнала; $p_{2Г}$, $p_{3Г}$ — уровни второй и третьей гармоник.

Предприятия, изготавливающие ЛУС, обычно нормируют значения $a_{2Г}$ и $a_{3Г}$ в ТНОУ и обозначают их как $a_{2Г0}$ и $a_{3Г0}$. Существуют следующие соотношения: $a_{2Г} = a_{2Г0} - p_{пер}$; $a_{3Г} = a_{3Г0} - 2 p_{пер}$

Методы уменьшения влияния нелинейных помех. Методы, применяемые для уменьшения влияния нелинейных помех, имеют целью предотвратить перегрузку ЛУС. Эти методы можно разделить на организационные и технические.

Организационные методы:

- нормирование в ТНОУ каналов ТЧ средней мощности $P_{ср}$ сигналов различных видов информации. Например, для сигнала речи $P_{ср} = 32$ мкВт, для сигналов, вещания $P_{ср} = 920$ мкВт и т. д.;

- распределение каналов ТЧ, занятых под передачу различных видов информации, при котором максимальная средняя мощность в ТНОУ в линейном тракте не превышает допустимых значений.

Технические методы:

- введение в ЛУС глубокой отрицательной обратной связи. При этом затухание нелинейности в ЛУС с ООС $A'_{nГ}$ увеличивается: $A'_{nГ} = a_{nГ} + B$, где B — глубина ООС; n — номер гармоники; $a_{nГ}$ — затухание нелинейности в ЛУС без ООС;

- включение ограничителей амплитуд (ОА) на входе индивидуального модулятора каждого канала. При этом ОА ограничивает пиковые значения таких сигналов, как речь, вещание и т. д.

Хотя вероятность появления пиковых значений сигналов достаточно мала, при их совпадении в нескольких каналах результирующий уровень средней мощности на входе ЛУС может превысить допустимый, в результате мощность нелинейных помех превысит норму.

Импульсные помехи. Импульсной помехой в канале ТЧ называется кратковременное импульсное напряжение, амплитуда которого значительно превышает амплитуду полезного сигнала. Источниками импульсных помех являются: кратковременные обрывы в канале из-за ненадежных контактов в коммутирующих устройствах, плохих паяк, и т. д.; грозовые разряды в районе залегания кабеля; значительные перегрузки линейного тракта, приводящие к возникновению случайных импульсных последовательностей; высоковольтные линии передачи и электрифицированное железные дороги. Основное воздействие импульсные помехи оказывают на передачу дискретной информации. При этом возникают ошибки, составляющие 10... 12% общего числа принятых информационных импульсов. При передаче речи либо звукового вещания импульсные помехи прослушиваются как отдельные щелчки либо потрескивания. По рекомендации МККТТ допускается 70 импульсных помех в час или 18 импульсных помех за 15 мин. Для снижения интенсивности импульсных помех проводят следующие мероприятия: увеличивают защищенность между парами симметричного кабеля до 60 дБ и выше; защищают линию связи от грозовых разрядов и электрифицированных железных дорог, укорачивают (на 10 ... 15% по сравнению с номинальной длиной) усилительный участок, прилегающий к АТС.

Атмосферные помехи. Этот вид помех является основным в каналах ТЧ аналоговых систем передачи на воздушных линиях. Источниками атмосферных помех являются грозовые разряды, магнитные, песчаные, снежные бури, полярное сияние и т. д.

Средний уровень атмосферных помех на выходе усилительного участка не зависит от метеорологических условий, затухания участка линии связи, а также от диаметра проводов и профиля воздушной линии. Этот уровень зависит только от спектра, в котором он измеряется. Среднестатистические результаты измерений напряжения помех U_n на переприемном участке длиной L_n приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Система передачи	Расчетная частота, кГц	Уровень помехи, дБм	U_n , мВ псоф		
			L_n , км	Лето, сыро	Гололед
В-12-2	143	—80	2500	0,7	7,3
	84	—78			
В-3-3	31	—72	1250	0,55	—
	16	—70			

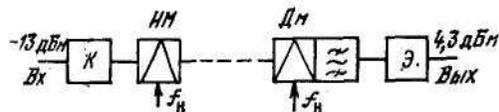


Рис. 3.36. Включение компрессора и экспандера в канал ТЧ

Как видно из таблицы, уровни атмосферных помех значительно выше собственных шумов в канале ТЧ. Поэтому для обеспечения необходимой помехозащищенности на выходе ЛУС передачи устанавливаются весьма высокие по сравнению с кабелем уровни передачи ($p_{пер} = 17$ дБ для В-3-3 и В-12-2 и -1 дБ для К-60П). Допустимые значения напряжения атмосферной помехи U_n нормируются не в ТНОУ, а в точке двухпроводного окончания канала, где измерительный уровень равен -7 дБм. Допустимое значение напряжения атмосферной помехи для магистрали линий L определяют из формулы

$$U_o = U_n \sqrt{\frac{L}{L_n}}$$

Одним из методов повышения защищенности от атмосферных помех является включение компандеров в каналы ТЧ. Компандеры состоят из двух устройств: компрессора и экспандера. Компрессор (К) включают на входе четырехпроводного тракта канала перед индивидуальным модулятором, экспандер (Э) включают после демодулятора на выходе четырехпроводного тракта (рис. 3.36). Вне зависимости от того, включен или выключен компандер, диаграмма уровней канала линейно нарастает от -13 дБ на входе канала до $4,3$ дБ на его выходе (рис. 3.37). Эта линия называется линией нулевого усиления. Если компандер включен, то компрессор понижает все уровни выше -13 дБ и повышает уровни сигнала более низкие, чем -13 дБ. На рис. 3.37 уровень сигнала -25 дБ компрессор поднимает на $\Delta p \approx 12$ дБ. Приблизительно на столько же увеличивается защищенность от атмосферных помех $A'_3 = A_3 + 12$ дБ. Экспандер вновь понижает этот уровень до величины, которая была бы при выключенном компандере. Уровни, расположенные выше линии нулевого усиления, экспандер поднимает до их

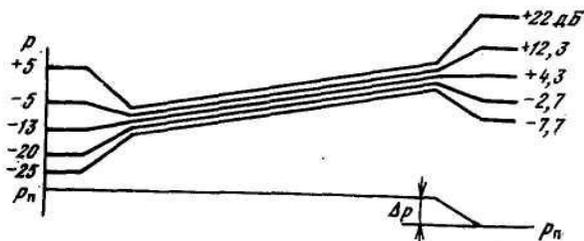


Рис. 3.37. Амплитудная характеристика компандера

номинального значения. В режиме молчания экспандер снижает уровень атмосферной помехи p_n на Δp . Недостатком применения компандера является увеличение нелинейных искажений в канале, так как и компрессор, и экспандер содержат нелинейные элементы.

Г л а в а 4. СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК

4.1. ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ ПЕРВИЧНОЙ СЕТИ СВЯЗИ

Системы передачи различного типа являются технической основой первичной сети связи. Организационно первичная сеть представляет собой совокупность сетевых узлов, сетевых станций и соединяющих их линий передачи. С помощью размещенного там оборудования систем передачи (состоящего из оконечных станций и линейных трактов СП) образуется сеть типовых каналов и типовых групповых трактов. Типовые каналы и тракты первичной сети связи служат основой для построения вторичных сетей.

Вторичная сеть включает в себя совокупность коммутационных станций, оконечных абонентских устройств и каналов вторичных сетей, организованных на базе каналов первичной сети. В зависимости от вида передаваемых электрических сигналов вторичные сети объединяют телефонную, телеграфную, факсимильную сети, сети передачи данных, передачи газетных полос, звукового вещания, телевизионного вещания.

Основная часть каналов и групповых трактов предоставляется вторичным сетям в сетевых станциях (СС), являющихся оконечными точками первичной сети. На сетевых узлах (СУ) организуются, как правило, групповые тракты и их транзитные соединения. В сетевых узлах и станциях устанавливается аппаратура оконечных станций систем передачи, с помощью которой полосы частот сигналов, передаваемых по каналам или групповым трактам, преобразуются в полосу частот сигнала линейного тракта, определяемую числом каналов данной системы передачи.

Совокупность физических цепей и промежуточных усилительных станций (УС) образуют линию передачи (ЛП) данной системы (рис. 4.Г).

По территориальному признаку различают первичные сети следующих видов: местную, зонную, магистральную.

Местная сеть охватывает пределы города или сельского района. Городские сети обеспечивают организацию каналов между станциями и узлами этой сети" а также организацию дополнительных каналов на абонентском участке сети, т. е. между станцией и абонентом. Сельские сети образуют каналы, соединяющие станции и узлы данного участка сети, а также каналы абонентских линий.

Зонная сеть ограничивается территорией области (края) или автономной республикой и связывает между собой каналами и трактами сетевые умы местных сетей внутри зоны.

Рис. 4.1. Фрагмент первичной сети связи:

○ — окончания типовых каналов и трактов;
 —○— транзиты каналов и трактов

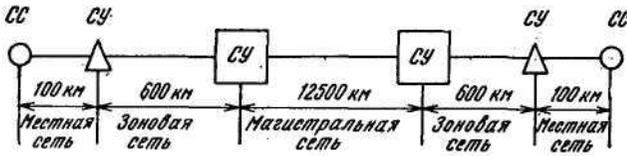
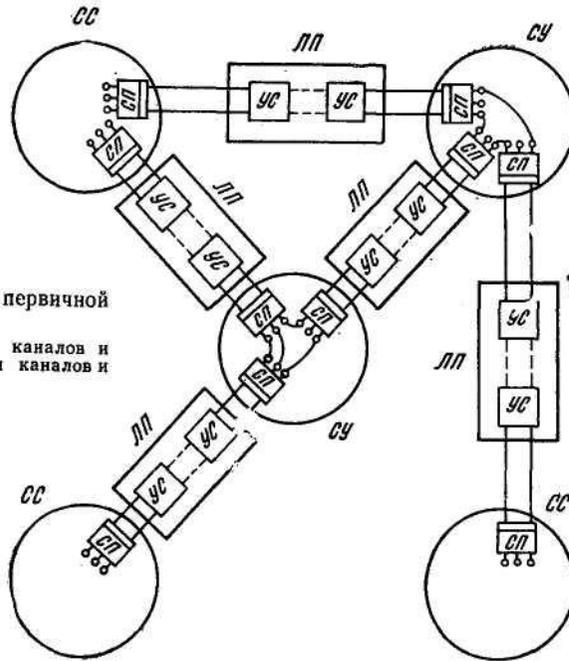


Рис. 4.2. Максимальная протяженность линий первичной сети

Магистральная сеть ограничена пределами страны и соединяет типовыми каналами и трактами сетевые узлы разных зональных сетей, которые расположены вблизи областных и республиканских центров.

Как видно из рис. 4.2, максимальное расстояние между двумя любыми сетевыми станциями первичной сети составляет 13 900 км. Связь между любыми сетевыми станциями осуществляется с помощью транзитных соединений типовых каналов и трактов. Число транзитов для разных участков сети нормируется. Так, при организации линии передачи максимальной длины число транзитов по ТЧ может достичь 11, т. е. «составной» канал ТЧ будет состоять из 12-переприемных участков.

Для организации типовых каналов и трактов на разных участках первичной сети разработаны соответствующие системы передачи с ЧРК.

4.2. СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ МАГИСТРАЛЬНОГО УЧАСТКА ПЕРВИЧНОЙ СЕТИ

Для организации магистральной сети используются линии передачи с применением коаксиального кабеля. Наибольшее распространение нашли коаксиальные кабели К^М - 4, имеющие четыре коаксиальные пары среднего типа 2,6/9,4 мм, позволяющие организовывать два линейных тракта магистральных систем передачи. Все указанные системы построены по однокабельной однополосной четырехпроводной схеме. В качестве преобразовательного оборудования применяется комплекс типового преобразовательного оборудования (ОКОП)'.

Система передачи К-1920П. Эта система позволяет организовывать по двум коаксиальным парам 1920 каналов ТЧ либо 300 каналов ТЧ, канал телевидения и канал звукового сопровождения. В первом случае линейный спектр формируется из шести третичных (ТГ) и двух вторичных (ВГ) групп в полосе частот 312... 8524 кГц. Во втором случае преобразуются пять ВГ, которые совместно с каналами передачи телевидения и звукового сопровождения занимают полосу частот 273... 8491 кГц. Дальность действия составляет 12 500 км, максимальная длина переприемного участка по ТЧ равна 1500 км. В линейном тракте используются усилительные станции двух типов — обслуживаемые усилительные пункты (ОУП) и необслуживаемые усилительные пункты (НУП). Питание НУП осуществляется дистанционно, с оконечного пункта (ОП) или ОУП. Между двумя ОУП может размещаться до 40 НУП. Длина усилительного участка $6 \pm \pm 0,15$ км, Таким образом, максимальное расстояние между соседними ОУП составляет 246 км,

В системе передачи К-1920П используются НУП двух типов: основной и регулирующий. В первых усилители имеют фиксированное усиление, равное затуханию, усилительного участка номинальной длины при средней температуре грунта. Усилители регулирующего НУП снабжены системой АРУ по основной контрольной частоте (КЧ) 8544 кГц (осуществляющей послерегулировку) и системой АРУ по температуре грунта (предрегулировка). В линейном тракте регулирующие НУП устанавливаются в зависимости от перепада температур, характерного для местности, по которой проходит линия передачи; при $t = \pm 12,5^\circ\text{C}$ регулирующим является каждый четвертый НУП, при $t = \pm 9^\circ\text{C}$ — каждый шестой, при $t = \pm 6,5^\circ\text{C}$ — каждый восьмой.

Для обеспечения требуемых электрических параметров типовых каналов и трактов в системе К-1920П предусмотрена возможность автоматической регулировки усиления на ОП и ОУП на вспомогательной контрольной частоте 308 кГц.

Система передачи К-3600. Система предназначена для организации по одной коаксиальной паре в каждом направлении 3600 каналов ТЧ или 1800 каналов ТЧ и канала для передачи телевидения со звуковым сопровождением в линейном спектре частот 812... 17 596 кГц. Дальность действия системы К-3600 составляет 12 500 км. Аппаратура линейного тракта размещается в ОУП (ОП) и НУП трех типов: основном, регулирующем и корректирующем. Основной и регулирующий НУП выполняют те же функции, что и в системе передачи К-1920П, с тем отличием, что устройства АРУ по КЧ производят регулировку усиления по току основной КЧ 18,432 МГц. Суммарные пределы регулировки АРУ по КЧ и температуре грунта компенсируют температурные изменения затухания кабеля пяти усилительных участков. На корректи-

рующих НУП помимо АРУ включаются устройства коррекции в основных НУП. В зависимости от расстояния между ОУП число корректирующих НУП может изменяться до трех. Между двумя ОУП размещаются до 61 НУП, которые дистанционно питаются с ОП или ОУП. При длине усилительного участка $3 \pm 0,15$ км максимальное расстояние между соседними ОУП составляет 186 км. В ОУП и ОП предусмотрены устройства АРУ по трем КЧ: 18,432 МГц — основной, 0,768 и 9,216 МГц — вспомогательным. Все АРУ компенсируют изменение затухания кабеля при отклонении температуры на $\pm 12,5^\circ\text{C}$ от среднего значения.

Системы передачи К-10800 и К-5400. Сверхширокополосные системы К-10800 и К-5400 нового поколения предназначены для магистральной первичной сети связи.

При работе системы передачи К-10800 по кабелю КМ-4 с организацией двух линейных трактов емкость пучка каналов удастся повысить до 21 600. Линейный спектр 4332... 59,684 МГц формируется из 12 четверичных 900-канальных групп (ЧГ), которые, в свою очередь, образуются из трех ТГ в спектре частот 8.516...12,388 МГц с защитными частотными промежутками между преобразованными ТГ, равными 88 кГц.

В линейном тракте системы К-10800 используются усилительные станции нескольких типов. Оконечные пункты (ОП) расположены на максимальном расстоянии 830 км друг от друга. Основной тип станции — НУП. Число НУП может составлять 98 % всех станций. Длина усилительного участка $1,5 \pm 0,075$ км. Все НУП снабжены устройствами АРУ по основной КЧ 61,16 МГц. Корректирующие НУП помимо усилителей и устройств АРУ снабжены устройствами коррекции амплитудно-частотных искажений. Основные и корректирующие НУП питаются дистанционно от ОП. Источники питания устанавливаются также на некоторых питающих НУП (ПНУП) и на полубслуживаемых усилительных пунктах (ПОУП). Максимальное расстояние между питающими пунктами составляет 120 км. На ПОУП технический персонал работает только в дневное время, а круглосуточная работа предусматривается только на ОП и в пунктах с переприемом (ПП), где осуществляется транзит и устанавливается оконечная аппаратура.

Усилительные станции, расположенные в питающих пунктах, снабжены устройствами АРУ, управляемыми кроме основной КЧ 61,16 МГц также дополнительными КЧ 4,287 и 22,372 МГц.

Небольшая длина усилительного участка, равная 1,5 км, обусловила высокую стоимость каналоклометра, получаемого с помощью К-10800. Применение этой системы экономически целесообразно при числе каналов в пучке более 20 000. Число магистральных связей с таким числом каналов не превышает 2... 3 % общего числа каналов первичной сети.

Для того чтобы расширить возможность применения сверхширокополосных систем передачи на первичной сети, на базе системы К-10800 была разработана система передачи К-5400. В ее окончательном оборудовании и оборудовании линейного тракта использованы основные технические и конструктивные решения, примененные в системе К-10800. Линейный спектр формируется из шести стандартных четверичных групп и занимает полосу частот 4,332... 31,084 МГц. За счет этого удалось довести длину усилительного участка до $3 + 0,15$ км, что позволяет широко использовать систему К-5400 при реконструкции магистралей, оборудованных аппаратурой К-1920П и К-3600.

Другие системы передачи. На магистральном участке первичной сети связи в настоящее время работают и другие системы передачи: VLT-1920, ВК-960, К-Ю20Р. Распределительная система К-Ю20Р работает по коаксиальным парам с диаметром 1,2/4,6 мм кабеля КМ-8/6, образуя с системой К-3600 единый комплекс, и предназначена для распределения каналов по промежуточным пунктам основной магистрали.

Основные технические характеристики систем передачи для магистральных участков первичной сети приведены в табл. 4 1.

4.3. СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ ЗОНОВОГО УЧАСТКА ПЕРВИЧНОЙ СЕТИ

При организации линий передачи зоновой первичной сети нашли применение как коаксиальные, так и симметричные кабели связи.

Система передачи К-300. Эта система предназначена для работы по коаксиальному кабелю МКТ-4 с четырьмя малогабаритными парами диаметром 1,2/4,6 мм, с помощью которого организуется два линейных тракта общей емкостью пучка 600 каналов ТЧ. Линейный спектр формируется из пяти стандартных ВГ в полосе частот 60... 1300 кГц. Дальность действия составляет 12 500 км, максимальная длина переприемного участка по ТЧ равна 1500 км. Таким образом, при сравнительно небольшой потребности в каналах система К-300 может использоваться и на магистральном участке первичной сети.

В состав линейного тракта входят ОУП и НУП трех типов: с грунтовой АРУ, с АРУ по основной КЧ 1364 кГц и с устройствами коррекции. Назначение НУП разных типов такое же, как и в магистральных системах передачи коаксиального кабеля. Основным типом являются НУП с грунтовой АРУ. Каждый пятый НУП снабжен устройством АРУ по КЧ. В зависимости от расстояния между ОУП число корректирующих НУП может достигнуть двух на участке ОУП-ОУП. Питаются НУП дистанционно от ОП или ОУП. Максимальное число НУП между двумя ОУП составляет 40. Номинальная длина усилительного участка $6 \pm 0,15$ км. Таким образом, максимальная длина участка ОУП-ОУП составляет 246 км.

В линейном тракте системы К-300 предусмотрена организация до трех ОУП с выделением одной, двух или трех ВГ, что позволяет распределять каналы вдоль магистрали. На всех ОУП и ОП предусмотрена установка устройств АРУ как по основной КЧ (1364 кГц), так и по вспомогательной (308 кГц).

При необходимости увеличения числа каналов участок первичной сети с использованием кабеля МКТ и системы передачи К-300 может быть реконструирован с использованием системы передачи ВК-960.

Системы передачи К-120 и К-420. На внутризональном участке первичной сети применяются системы передачи, работающие по однокоаксиальным кабелям с парой диаметром 2,1/9,7 мм типов ВКПАШ и ВКПАП. В связи с использованием двухпроводной линии эти системы работают по двухполосной схеме организации связи.

В системе К-120 в прямом направлении передается спектр частот 60... 552 кГц, а в обратном 812... 1304 кГц. Линейные спектры прямого и обратного направлений формируются из двух преобразованных ВГ. Дальность действия системы составляет 600 км при двух переприемах по высокой частоте. Все НУП и ОУП снабжены устройствами АРУ по основной КЧ 1364 кГц. Контрольная частота 564 кГц- управляет только системой АРУ приемной станции обратного направления. На некоторых НУП

предусмотрена возможность ввода или ответвления одной ПГ. Характерной особенностью данной системы является применение одного усилителя на оба направления пе-

Таблица 4.1

Характеристика	К-3600	К-1020Р	К-1920П	VLT-1920	ВК-960-2	К-10800	К-5400
Тип кабеля	КМ-4 КМ-8/6	КМ-8/6	КМ-4 КМ-8/6	КМ-4 КМ-8/6	МКТ	КМ-4 КМ-8/6	КМ-4 КМ-8/6
Линейный спектр частот, кГц	812 ... 17 596	312 ... 4650	270 ... 8550	270 ... 8550	60 ... 4287	4332 ... 59 684	4332 ... 31 084
Максимальная длина секции ОУП-ОУП, км	186	186	246	186	204	120 (ПОУП- ПНУП)	220 (ПОУП- ПНУП)
Номинальная длина УУ, км	3±0,15	3±0,15	6±0,15	6±0,15	4±0,15	1,5±0,075	3±0,15
Максимальное число НУП на секции ОУП-ОУП, ОП-ОУП	61	61	40	30	50	79	73
Максимальная длина переприемного участка по ТЧ, км	1500	1500	1500	1500	432	830	830

редачи. Разделение направлений передачи производится с помощью пары фильтров ФНЧ и ФВЧ. Номинальная длина усилительного участка $10 \pm 0,3$ км, число дистанционно питаемых НУП составляет 19. Таким образом, протяженность участка между ОУП и переприемным пунктом равна 200 км.

Система передачи К-420 разработана с целью увеличения числа каналов на участках зононой сети при реконструкции линий передачи на основе кабелей ВКПАП, уплотненных системой К.-120. Прирост каналов составляет 300 каналов ТЧ. Линейный спектр в одном направлении занимает полосу частот 312... 2044 кГц, в обратном 2852... 4584 кГц. Максимальная дальность связи увеличена до 2500 км (с возможностью выхода на магистральный участок сети). Номинальная длина усилительного участка составляет $6 \pm 0,15$ км. Основные технические данные систем передачи К-120 и К-420 приведены в табл. 4.2.

Системы передачи К-60П и К-1020С. На зоновом и иногда на магистральном участках первичной сети используются системы передачи, работающие по симметричным кабельным линиям связи. Основным типом является симметричный кабель с жилами диаметром 1,2 мм и различным числом четверок: МКС 7Х4, МКС 4Х4, МКС 1Х4, ЗК 1Х4.

Система передачи К-60П до настоящего времени является наиболее распространенной системой, работающей по симметричным кабельным линиям связи. Линейный спектр системы составляет 12... 252 кГц и формируется путем преобразования одной стандартной ВГ. В зависимости от способа формирования ВГ различают три варианта линейного спектра К-60П — основной, инверсный, дополнительный. Эти варианты отличаются расположением преобразованных пяти ПГ в спектре ВГ.

Дальность действия системы составляет 12 500 км (т. е. предполагается использовать ее на магистральном участке первичной сети). В линейном тракте используются усилительные станции трех типов: НУП, ОУП с двухчастотной АРУ (ОУП-2) и ОУП с трехчастотной АРУ (ОУП-3). Все НУП снабжены устройствами АРУ по температуре грунта. Число НУП, дистанционно питаемых между соседними ОУП, зависит от способа организации дистанционного питания: по схеме провод—провод максимальное число НУП не превышает 6, а по схеме провод — земля — 12. Номинальная длина усилительного участка зависит от типа используемого кабеля, например для кабеля МКСА 4х4Х1,2 она составляет 19,2 км.

Система передачи К-60П снабжена частотной системой АРУ: по КЧ 16 кГц осуществляется регулировка наклонной составляющей изменения затухания линии связи, по КЧ 112 кГц — криволинейной, а по КЧ 248 кГц — плоской. В ОП и ОУП с выделением каналов, а также между ОУП на расстоянии 500 ... 600 км применяется трехчастотная АРУ (ОУП-3). В ОУП без выделения каналов, а также между ОУП на расстоянии до 200 км используется двухчастотная АРУ (ОУП-2). При работе по одночетверочным кабелям в НУП размещается оборудование аппаратуры К-60П-4. В этом случае длина усилительного участка уменьшается почти вдвое и составляет 10,2... 10,8 км.

Система передачи К-60П помимо зонового участка широко применяется и на магистральных первичных сетях. Это обусловлено тем, что выше 50 % линий передачи магистральной сети организовано с применением симметричного кабеля.

Таблица 4.2

Характеристика	К-300	К-120	К-420	К-60П	К-1020С
Тип кабеля	МКТ-4	ВКПАШ 2,1/9,7	ВКПАП-10 2,1/9,7	МКС, МКСА, МКПВ, ЗК	МКС, МКСА, МКПВ, ЗК
Схема организации связи	Однокабельная однополосная	Однокабельная	двухполосная	Двухкабельная однополосная	
Линейный спектр, кГц	60...1300	А-Б 60...552 Б-А 812...1304	А-Б 312...2044 Б-А 2852...4584	12...280	312...4636
Максимальная длина пере приемного участка, км	1500	200	2500	2500	830
Максимальная длина секции ОУП-ОУП, км	246	—	300	280	280
Номинальная длина усилительного участка, км	6±0,15	10±0,3	6±0,15	19,2...21,2	3,2±0,2
Максимальное число НУП на секции ОУП-ОУП	40	19	49	12	99

Система передачи К-Ю20С разработана с целью значительного увеличения пучка каналов на участках первичной сети, использующих систему передачи К-60П, путем реконструкции существующих линий передачи по симметричному кабелю. Для организации линейного тракта системы К-1020С в каждом из двух кабелей линии передачи, на которой работает система К-60П, выделяется по одной четверке. Одна пара четверки используется для организации линейного тракта, а другая — для организации служебной связи и дистанционного питания. Таким образом, вместо 120 каналов системы К-60П организуется 1020 каналов системы К-1020С. Линейный спектр системы передачи образуется из двух ВГ и трех ТГ и занимает полосу частот 312... 4636 кГц, не перекрывающуюся с линейным спектром системы К-60П.

В линейном тракте К-1020С применение ОУП не предусмотрено. Помимо оконечных станций используются только НУП, каждый из которых снабжен устройствами АРУ по КЧ 4896 кГц, компенсирующими температурные изменения затухания и влияния разброса длин (до $\pm 0,2$ км) усилительных участков. Дистанционное питание НУП осуществляется с ОП. Номинальная длина усилительного участка зависит от кабеля, например для МКСА она составляет 3,2 км. Таким образом, на одном усилительном участке системы К-60П размещаются шесть усилительных участков системы К-Ю20С ($3,2 \times 6 = 19,2$ км), что позволяет при реконструкции использовать контейнеры НУП системы К-60П.

Основные технические характеристики систем передачи для зонного участка первичной сети приведены в табл. 4.2.

4.4. СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ МЕСТНОГО УЧАСТКА ПЕРВИЧНОЙ СЕТИ

Системы передачи местной сети работают по симметричным кабелям и воздушным линиям связи. Требования, предъявляемые к системам городского и сельского участков сети, существенно различаются. Городские системы передачи предназначены для организации большого числа каналов на сравнительно малые расстояния, а сельские системы — для организации малого числа каналов на сравнительно большие расстояния.

Система передачи КАМА. Эта система предназначена для работы по симметричным кабелям типа МКС, кабелям сельских сетей КСПП и ВТСП, городским кабелям Т и ТПП на небольшие расстояния и используется для организации соединительных линий между АТС или АТС и АМТС на городской телефонной сети. С помощью аппаратуры КАМА организуется 30 каналов ТЧ в двух вариантах: по двухкабельной однополосной схеме в спектре частот 12... 248 кГц или по однокабельной двухполосной системе связи в линейном спектре 12... 248 кГц (направление А и Б) и 312 ... 548 (Б—А). На один канал ТЧ в линейном спектре отводится 8 кГц в связи с использованием в качестве индивидуальных преобразователей недорогих фазоразностных схем, с помощью которых 30 исходных каналов 0,3... 3,4 кГц путем однократного преобразования переносятся в спектр 312... 548 кГц, являющийся линейным для станции Б. Линейный спектр на станции А 12...248 кГц формируется групповым преобразованием спектра 312... 548 кГц с использованием несущей частоты 560 кГц.

Максимальная дальность связи составляет 80 км при наличии в линейном тракте шести НУП, которые питаются либо дистанционно от ОП, либо от местных источников. Если протяженность линии передачи не превышает 15 км, система КАМА работает без

Характеристика	В-12-3	В-3-3	В-3-3с
Тип линии связи	ВЛС (медь)	ВЛС (медь)	ВЛС (сталь) кабель КСПП
Линейный спектр частот А—Б (Б—А), кГц	96...143 (36...84)	4...16 (18...31)	4...16 (18...31)
Максимальная длина пере- приемного участка, км	2000	2000	150
Максимальная длина сек- ции ОП-ОУП, ОУП-ОУП, км	150	250	57 (кабель) 75 (возд. цепь при двух НУП)
Длина усилительного уча- стка, км	40...150	80...250	29,4 (кабель) 10...40 (возд. цепь)
Максимальное число НУП на секции ОУП-ОУП	1(ВУС)	—	2

применения усилительных промежуточных станций.

В оконечной аппаратуре линейного тракта на приеме устанавливаются устройства АРУ по контрольным частотам 304 кГц (станция А) и 256 кГц (станция Б). Возможна установка АРУ на НУП с местными источниками питания. Особенностью системы КАМА является вынесенный за пределы спектра канала - ТЧ сигнальный канал на частоте 3825 Гц. По сигнальному каналу осуществляется передача сигналов вызова, управления и взаимодействия между АТС

Системы передачи КНК-6Т и КНК-12Т. Система передачи КНК-6Т предназначена для работы по одночетверочным кабелям КСПП 1х4х0,9 и КСПП 1Х4Х1,2 (ВТСП 1Х4Х1,2) для организации соединительных линий между сельскими АТС. С помощью системы КНК-6Т организуется шесть каналов ТЧ по двухпроводной двухполосной схеме связи. Линейный спектр системы находится в полосе частот 16... 60 кГц (направление А—Б) и 76... 120 кГц, так как в качестве индивидуальных преобразователей используются фазоразностные схемы. Максимальная длина линейного тракта составляет 105 или 120 км в зависимости от диаметра жил используемого кабеля. Число НУП между ОП может достигать шести, при этом по три НУП дистанционно питаются от каждого ОП. Расстояние между НУП составляет 16 км. В НУП отсутствует АРУ по КЧ.

Основным отличием системы КНК-12Т от КНК-6Т является то, что полоса частот, отведенная под канал ТЧ в линейном спектре, уменьшена с 8 до 4 кГц (используются фильтровые индивидуальные преобразователи), что позволяет организовывать 12 каналов ТЧ в линейном спектре 6... 54 кГц направление А—Б) и 60... 108 кГц (Б—А). Каждый НУП снабжен устройством АРУ по температуре грунта. В системе применяется АРУ по групповой КЧ 60 кГц.

Системы передачи В-3-3 и В-12-3. Данные системы предназначены для работы по медным воздушным линиям связи (ВЛС). Удельный вес ВЛС на сельском.

Таблица 4.3

В-2-2	КНК-6Т	КНК-12Т	КАМА
ВЛС (сталь)	Кабель КСПП, ВТСП	Кабель КСПП, ВТСП	Кабель КСПП, МКС
4...13 (17...26)	16...60 (76...170)	6...54 (60...180)	12...248 (312...548)
87	105 (0,9 мм); 120 (1,2 мм)		50 (КСПП); 80 (МКС)
—	105, 120	105, 120	50, 80
—	$\frac{43,5}{\alpha t_{max}}$	$\frac{50}{\alpha t_{max}}$	$\frac{45,3}{\alpha t_{max}}$
—	6	6	6

и даже зонам участках первичной сети еще длительное время останется значительным. Системы передачи, работающие по ВЛС, строятся исключительно по двухпроводной двухполосной схеме. Максимальная частота линейного спектра систем передачи по воздушным линиям составляет 150 кГц. В этом спектре можно организовать 15 каналов ТЧ. Однако для обеспечения большей гибкости в организации связи, что особенно важно для сельских и зональных сетей, применяются 3- и 12-канальные системы передачи, работающие в разных линейных спектрах, но по одной паре проводов.

Система В-3-3 обеспечивает организацию трех каналов ТЧ в линейном спектре 4... 16 кГц (направление А—Б) и 18... 30 кГц или 19... 31 кГц (Б—А). В системе предусмотрены четыре варианта линейного спектра, который образуется на основе трехканальной предварительной группы 12...24 кГц. В линейном тракте устанавливаются обслуживаемые промежуточные станции (ОУП). Участок ОУП-ОУП может иметь длину до 250 км. Оконечные станции приема и ОУП снабжены устройствами двухчастотной АРУ по КЧ 4 и 16 кГц (направление А—Б) и 18 или 19 кГц и 30 или 31 кГц (направление Б—А).

В спектре до 4 кГц организуется дополнительный канал двухполосной служебной связи, работающей в спектре 0,3... 1,5 кГц в прямом направлении и 1,7 ... 2,94 кГц — в обратном.

Система В-12-3 работает по одной цепи с В-3-3 и предназначена для организации 12 каналов ТЧ в линейном спектре 35—143 кГц по двухполосной схеме. В направлении А—Б передается групповой сигнал в спектре 92... 143 кГц, а в направлении Б—А 36... 84 кГц. Имеются четыре варианта линейного спектра, отличающиеся инвер-

сией и сдвигом частот боковых полос. Это повышает защищенность от выятных линейных переходов в каналах системы, работающих по параллельным цепям. Линейный спектр формируется на основе первичной группы. В линейном тракте системы предусмотрены ОУП, расстояние между которыми составляет 54 км. При неблагоприятных условиях предусматривается включение дистанционно питаемых Вспомогательных усилительных станций (ВУС). Между двумя ОУП можно включить два ВУС. Тогда длина участка между двумя ОУП может быть увеличена до 140 км. Все усилительные станции снабжены устройствами двухчастотной АРУ 40 и 80 кГц (направление Б—А) и 92 и 143 кГц (направление А—Б). Разделение спектров частот нижней и верхней групп каналов в оборудовании линейного тракта оконечных станций и на усилительных станциях осуществляется фильтрами нижних и верхних частот.

На базе В-3-3 разработаны системы передачи В-3-3с и В-2-2 для работы по стальным ВЛС (табл. 4.3).

Система передачи АБУ. Система абонентского высокочастотного уплотнения (АБУ) позволяет организовывать на абонентской телефонной линии один дополнительный канал. В системе не используют промежуточных усилителей, а линейный спектр образуется однократным преобразованием исходного сигнала 0,3 ... 3,4 кГц: при передаче от абонента к станции с помощью несущей частоты 28 кГц, а при передаче от станции к абоненту — 64 кГц. В линию передаются несущая и две боковые полосы, что максимально упрощает и удешевляет оконечное оборудование. Система построена как двухпроводная двухполосная.

Глава 5. ПОСТРОЕНИЕ ОКОНЕЧНЫХ СТАНЦИЙ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

5.1. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

В большинстве развитых стран мира принят курс на цифровизацию сетей связи, предусматривающий построение сети на базе цифровых методов передачи и коммутации. Это объясняется следующими существенными преимуществами цифровых методов передачи перед аналоговыми.

Высокая помехоустойчивость. Представление информации в цифровой форме, т. е. в виде последовательности символов с малым числом разрешенных уровней (обычно не более трех) и детерминированной частотой следования, позволяет осуществлять регенерацию (восстановление) этих символов при передаче их по линии связи, что резко снижает влияние помех и искажений на качество передачи информации. При этом, в частности, обеспечивается возможность использования цифровых систем передачи на линиях связи, на которых аналоговые системы применяться не могут.

Цифровые методы передачи весьма эффективны при работе по световодным линиям, отличающимся относительно высоким уровнем дисперсионных

искажений и нелинейностью электронно-оптических и оптоэлектронных преобразователей.

Слабая зависимость качества передачи от длины линии связи. В пределах каждого регенерационного участка искажения передаваемых сигналов оказываются ничтожными. Длина регенерационного участка и оборудование регенератора при передаче сигналов на большие расстояния остаются практически такими же, как и в случае передачи на малые расстояния. Так, при увеличении длины линии в 100 раз для сохранения неизменным качества передачи информации достаточно уменьшить длину участка регенерации лишь на несколько процентов.

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

Эффективность использования пропускной способности каналов для передачи дискретных сигналов. При вводе дискретных сигналов (например, передачи данных) непосредственно в групповой тракт ЦСП скорость их передачи может приближаться к скорости передачи группового сигнала. Если, например, при этом будут использоваться временные позиции, соответствующие только одному каналу ТЧ, то скорость передачи дискретных сигналов будет близка к 64 кбит/с, в то время как в аналоговых системах она обычно не превышает 9,6 кбит/с.

Возможность построения цифровой сети связи. Цифровые системы передачи в сочетании с цифровыми коммутационными станциями являются основой цифровой сети связи, в которой передача, транзит и коммутация сигналов осуществляются в цифровой форме. При этом параметры каналов практически не зависят от структуры сети, что обеспечивает возможность построения гибкой разветвленной сети связи, обладающей высокими надежностными и качественными показателями.

Высокие технико-экономические показатели. Передача и коммутация сигналов в цифровой форме позволяют реализовывать весь аппаратный комплекс цифровой сети на чисто электронной основе с широким применением цифровых интегральных схем. Это позволяет резко уменьшать трудоемкость изготовления оборудования, добиваться высокой степени унификации узлов оборудования, значительно снижать его стоимость, потреб-

ляемую энергию и габаритные размеры. Кроме того, существенно упрощается эксплуатация систем и повышается надежность оборудования.

Отмеченные достоинства ЦСП в наибольшей степени проявляются в условиях цифровой сети связи. Такая сеть содержит только цифровые тракты, которые соединяются на сетевых узлах и заканчиваются цифровыми стыками с цифровыми системами коммутации и цифровыми абонентскими установками. Однако построение цифровой сети в масштабах нашей страны является весьма сложной задачей, решение которой потребует длительного времени и больших капиталовложений. В настоящее время внедрение ЦСП в существующую аналоговую сеть подготавливает базу для преобразования ее в будущем в цифровую.

Таким образом, предстоит длительный период сосуществования на сети аналоговой и цифровой техники связи, когда большое число соединений будет устанавливаться с использованием обоих видов техники. Для того чтобы в этих условиях обеспечить заданные характеристики каналов и трактов, гарантирующие высокое качество передачи информации, принципы проектирования цифровых и аналоговых систем передачи должны быть совместимы.

Аппаратура ЦСП состоит из аппаратуры формирования и приема цифровых сигналов, а также аппаратуры линейного тракта. Цифровой сигнал формируется в оборудовании аналого-цифрового преобразования (каналобразования) первичных ЦСП или в оборудовании временного группообразования ЦСП более высокого уровня. В первом случае на вход ЦСП поступают аналоговые сигналы, а во втором — цифровые.

В настоящем учебнике основное внимание уделено передаче телефонных сигналов по каналам ЦСП с ВРК при использовании импульсно-кодовой модуляции (ИКМ). В этом случае формирование группового цифрового сигнала предусматривает последовательное выполнение следующих основных операций (рис. 5.1):

дискретизации индивидуальных телефонных сигналов по времени, в результате чего формируется импульсный сигнал, промодулированный по амплитуде, т. е. АИМ сигнал;

объединения N индивидуальных АИМ сигналов в групповой АИМ сигнал, с использованием принципов временного разделения каналов;

квантования группового АИМ сигнала по уровню;

последовательного кодирования отсчетов группового АИМ сигнала, в результате чего формируется групповой ИКМ сигнал, т. е. цифровой сигнал.

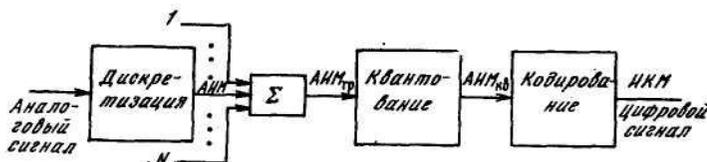


Рис. 5.1. Принципы формирования цифрового группового сигнала

5.2. ДИСКРЕТИЗАЦИЯ СИГНАЛА ВО ВРЕМЕНИ

В системах передачи с ВРК, как отмечалось в гл. 1, каждый канальный сигнал представляет собой периодическую последовательность импульсов, промодулированных исходным сигналом. При этом чаще всего используется амплитудно-импульсная модуляция, при которой модулируется амплитуда импульсов, а другие параметры (длительность, частота следования, временное положение) остаются неизменными.

Таким образом, в процессе формирования АИМ сигнала осуществляется дискретизация непрерывного (аналогового) сигнала по времени в соответствии с известной теоремой дискретизации: любой непрерывный сигнал, ограниченный по спектру верхней частотой F_B , полностью определяется последовательностью своих дискретных отсчетов, взятых через промежуток времени $T_\partial \leq \frac{1}{2} F_B$, называемый периодом дискретизации. В соответствии с этим частота дискретизации, т. е. следования дискретных отсчетов, выбирается из условия $F_\partial \geq 2F_B$.

При АИМ амплитуда периодической последовательности импульсов изменяется в соответствии с изменениями амплитуды модулирующего сигнала $c(t)$ (например, телефонного сигнала). Различают амплитудно-импульсную модуляцию первого (АИМ-1) и второго (АИМ-2) рода. При АИМ-1 амплитуда отсчетов, следующих с частотой дискретизации F_∂ , изменяется в соответствии с изменениями модулирующего сигнала $c(t)$, а при АИМ-2 амплитуда каждого отсчета неизменна и равна значению модулирующего сигнала $c(t)$ в момент начала отсчета. На рис. 5.2 представлен исходный модулирующий сигнал $c(t)$, а также сигналы при АИМ-1 и АИМ-2 в случае дискретизации двуполярных сигналов.

Поскольку все реально существующие непрерывные сигналы связи представляют собой случайные процессы с бесконечно широким спектром, причем основная энергия сосредоточена в относительно узкой полосе частот, перед дискретизацией на передаче необходимо с помощью фильтра нижних частот ограничить спектр сигнала некоторой частотой F_B . Для телефонных сигналов необходимо использовать ФНЧ с частотой среза $F_B = 3,4$ кГц.

Если длительность АИМ отсчетов τ_n много меньше периода их следования T_∂ , т. е. скважность $q = T_\partial / \tau_n \geq 1$, то разница между АИМ-1 и АИМ-2 оказывается несущественной. Это условие выполняется в системах передачи с ЧРК, так как длительность канальных импульсов должна выбираться из условия $\tau_n \leq T_\partial / N$, где N — число каналов.

Частотный спектр модулированной последовательности при АИМ однополярного сигнала содержит (рис. 5.3):

постоянную составляющую G_0 ;

составляющие с частотами исходного модулирующего сигнала $F_H \dots F_B$;

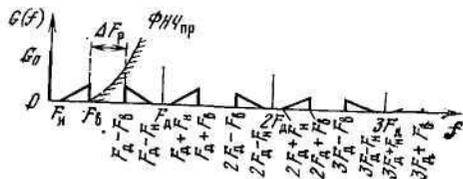
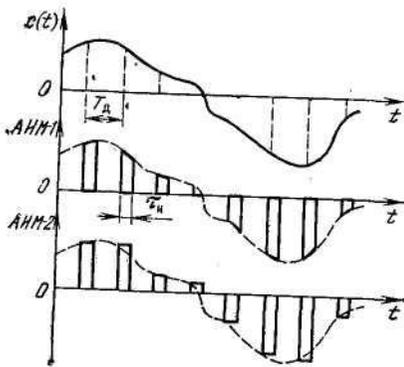


Рис. 5.3. Спектральный состав АИМ сигнала

Рис. 5.2. Формирование АИМ сигнала

составляющие с частотой дискретизации F_{Δ} и ее гармоник $k F_{\Delta}$, составляющие боковых полос (нижней и верхней) при частоте дискретизации и ее гармониках $k F_{\Delta} \pm (F_H \dots F_B)$.

При дискретизации двуполярных сигналов (телефонных, звукового вещания) в спектре АИМ сигнала практически отсутствуют постоянная составляющая и составляющие с частотами F_{Δ} и $k F_{\Delta}$.

Из рис. 5.3 видно, что для восстановления исходного непрерывного сигнала из АИМ сигнала на приеме достаточно поставить ФНЧ с частотой среза, равной F_B , который выделит исходный сигнал. Поскольку для телефонного сигнала $F_B = 3,4$ кГц, то F_{Δ} должна выбираться из условия $F_{\Delta} \geq 6,8$ кГц. Реально выбрана $F_{\Delta} = 8$ кГц, что позволяет упрощать требования к ФНЧ приема.

При $F_{\Delta} = 8$ кГц полоса расфилтровки ΔF_P оказывается достаточно большой и составляет $\Delta F_P = (F_{\Delta} - F_B) - F_B = 1,2$ кГц, а при $F_{\Delta} = 6,8$ кГц $\Delta F_P = 0$ и потребовался бы ФНЧ приема с бесконечно большой крутизной. Кроме того, следует иметь в виду, что если на выходе ФНЧ передачи появятся плохо подавленные составляющие исходного сигнала с частотами выше $F_B + \Delta F_P$ (показанные штриховой линией на рис. 5.4), то это неизбежно (даже в случае идеально ФНЧ приема) приведет к искажениям сигнала при его восстановлении на приеме.

Выбор частоты дискретизации широкополосных групповых сигналов имеет свои особенности [6].

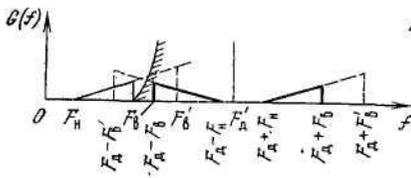


Рис. 5.4. Возникновение искажений из-за неидеальности ФНЧ

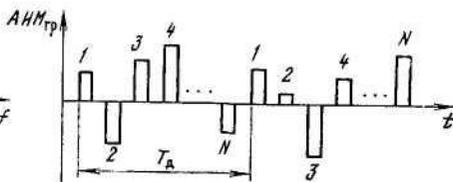


Рис. 5.5. Групповой АИМ сигнал

В соответствии с рис. 5.1 после дискретизации каналные сигналы, представляющие собой последовательности АИМ отсчетов, сдвинутых по времени друг относительно друга, объединяются, в результате чего образуется групповой АИМ сигнал (АИМ_{гр}). На рис. 5.5 над каждым отсчетом указан номер канала, к которому он относится. Групповой АИМ сигнал передается между выходом формирователя АИМ сигнала (АИМ модулятора) и входом кодирующего устройства в оконечном оборудовании передачи и выходом декодирующего устройства и входом устройства разделения каналных сигналов (временного селектора) в оконечном оборудовании приема. Прохождение группового АИМ сигнала по цепям с ограниченной полосой пропускания или неравномерной АЧХ сопровождается искажением формы импульсов, выражающейся в затягивании фронтов и срезов импульсов и возникновении выбросов. Это может привести к перекрытию временных интервалов между каналами и вызвать переходные помехи.

Искажения, возникающие из-за ограничения полосы частот сверху, называются искажениями первого рода. Ограничение полосы частот сверху связано с наличием реактивных элементов в цепях, по которым проходит групповой АИМ сигнал, с ограниченным быстродействием транзисторов, используемых в узлах формирования АИМ сигнала, и с другими факторами. Характер возникающих искажений при передаче прямоугольных импульсов показан на рис. 5.6, а. При этом, как правило, достаточно учитывать влияние только предшествующего канала, так как влияние более отдаленных по времени каналов оказывается малозаметным.

Искажения, возникающие из-за ограничения полосы частот снизу, называются искажениями второго рода. Это ограничение происходит из-за наличия в цепях группового сигнала реактивных элементов (трансформаторов, емкостей и др.). Характер возникающих искажений при передаче прямоугольных импульсов показан на рис. 5.6, б. В отличие от искажений первого рода выбросы обратной полярности затухают медленно, поэтому

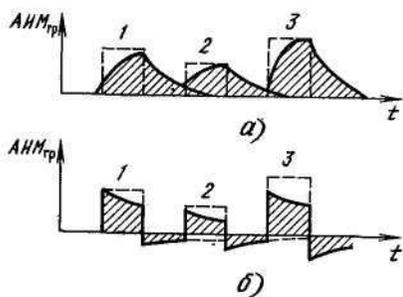


Рис. 5.6. Искажения АИМ сигнала

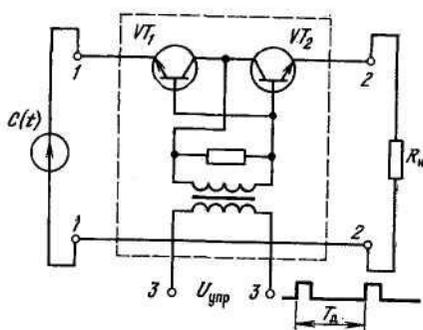


Рис. 5.7. Схема АИМ модулятора

влиянию подвергаются даже каналы, существенно удаленные по времени от влияющего канала. Это делает искажения второго рода более опасными по сравнению с искажениями первого рода. В реальных трактах возникают искажения обоих типов.

Таким образом, линейные искажения в системах с ВРК приводят к возникновению переходных помех между каналами. В то же время при прохождении группового АИМ сигнала по тракту, обладающему нелинейностью (например, через амплитудные ограничители, импульсные усилители, электронные ключи и др.), изменяются амплитуды отсчетов каждого из каналов, однако отсутствуют переходные помехи между каналами, поскольку длительность импульсов не изменяется. Следовательно, в отличие от систем с ЧРК в системах с ВРК качество передачи в большей степени определяется величиной и характером линейных искажений.

Аналоговые сигналы дискретизируются в тракте передачи с помощью амплитудно-импульсных модуляторов, а каналные импульсы выделяются из группового АИМ сигнала на приеме с помощью временных селекторов. Эти устройства обычно выполняются в виде электронных ключевых схем, которые управляются импульсными последовательностями и практически не отличаются по схемной реализации.

К амплитудно-импульсным модуляторам и временным селекторам предъявляют достаточно жесткие требования в отношении быстродействия и линейности амплитудной характеристики. От их быстродействия зависит величина переходных помех между каналами, а линейность амплитудной характеристики во многом определяет величину нелинейных искажений. Кроме того, обычно требуется подавление управляющего импульсного напряжения, проникновение которого на выход модулятора или селектора вызывает возрастание шумов в канале. Это достигается за счет применения балансных схем модуляторов и временных селекторов.

На рис. 5.7 в качестве примера приведена упрощенная схема АИМ модулятора, выполненного в виде сбалансированного ключа на транзисторах VT_1 и VT_2 . При наличии импульса в управляющем сигнале ключ открывается и через нагрузку протекает ток, пропорциональный входному сигналу, а между импульсами управляющего сигнала $U_{упр}$, ключ оказывается в закрытом (разомкнутом) состоянии и ток через нагрузку не протекает. Режимы работы транзисторов должны быть подобраны таким образом, чтобы в открытом состоянии сопротивление ключа было как можно меньше, а в закрытом — стремилось к бесконечности.

В результате в нагрузке формируется сигнал в виде АИМ-1. Управляющее импульсное напряжение в нагрузку не поступает, т. е. подавляется. Это объясняется тем, что управляющее напряжение поступает одновременно на базы VT_1 и VT_2 и вызывает появление эмиттерных токов, которые протекают через нагрузку в противоположных направлениях. Если транзисторы имеют одинаковые параметры, то эти токи равны по величине и суммарный ток в нагрузке оказывается равным нулю.

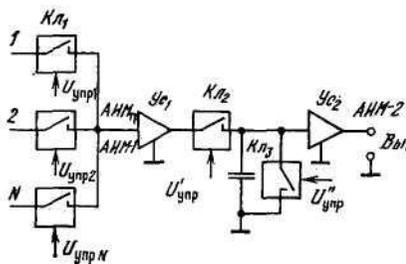


Рис. 5.8. Структурная схема АИМ тракта

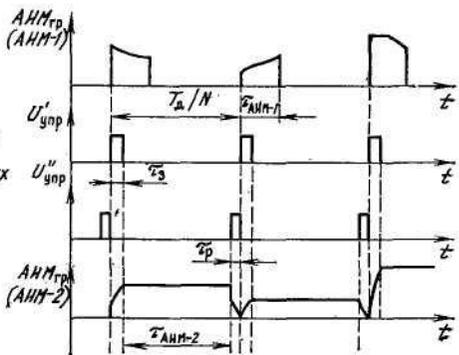


Рис. 5.9. Временные диаграммы в АИМ тракте

После объединения канальных сигналов формируется групповой АИМ сигнал, который перед операцией квантования необходимо преобразовать в АИМ-2. Принцип преобразования сигналов АИМ-1 в АИМ-2 можно пояснить с помощью схемы, представленной на рис. 5.8. На вход усилителя $Ус_1$ выходов канальных АИМ модуляторов ($Кл_1$) поступает групповой АИМ-1 сигнал. Ключ $Кл_2$ замыкается одновременно с $Кл_1$ и подключает к выходу $Ус_1$ накопительный конденсатор, который за короткое время заряда τ_3 заряжается до уровня, соответствующего амплитуде текущего АИМ отсчета. Время заряда обеспечивается достаточно малым благодаря небольшому выходному сопротивлению $Ус_1$. После размыкания ключей $Кл_1$ и $Кл_2$ напряжение заряда конденсатора остается практически неизменным до момента замыкания ключа $Кл_3$. Это обусловливается тем, что входное сопротивление $Ус_2$ выбирается достаточно большим, предотвращая разряд конденсатора. После замыкания $Кл_3$ конденсатор быстро разряжается и оказывается подготовленным к поступлению очередного АИМ отсчета. Таким образом, на выходе $Ус_2$ формируется групповой АИМ сигнал с плоской вершиной отсчетов, т. е. сигнал АИМ-2. На рис. 5.9 приведены временные диаграммы, поясняющие работу схемы. Ключи $Кл_2$ и $Кл_3$ могут быть реализованы, как и $Кл_1$ по схеме, приведенной на рис. 5.7.

Как видно из рис. 5.9, амплитуды отсчетов при АИМ-2 поддерживаются практически неизменными в течение всего канального интервала ($\tau_{AIM-2} \approx T_d / N$), что обеспечивает устойчивую работу кодирующего устройства, на вход которого поступает групповой АИМ сигнал.

5.3. КВАНТОВАНИЕ СИГНАЛА ПО УРОВНЮ

Как видно из рис. 5.2, АИМ сигнал является дискретным по времени, но непрерывным по уровню, так как амплитуда отсчетов может принимать бесконечное множество значений.

Это потребует при кодировании использования кодов с числом разрядов, стремящимся к бесконечности. В связи с этим возникает задача ограничения числа возможных значений амплитуд АИМ отсчетов конечным множеством, содержащим определенное число «разрешенных» амплитудных значений (уровней) N_{KB} . Эта задача решается в процессе квантования сигнала по уровню, при котором истинное значение каждого АИМ отсчета заменяется ближайшим разрешенным значением.

Операции квантования по уровню и кодирования, как правило, осуществляются в одном устройстве, называемом аналого-цифровым преобразователем (АЦП) или кодером, однако с целью выявления особенностей указанных операций целесообразно рассматривать их отдельно.

Значение N_{KB} , как будет показано ниже, зависит от вида передаваемого сигнала и требований к качеству передачи. Помимо общего числа уровней квантования N_{KB} квантующее устройство характеризуется шагом квантования и напряжением ограничения. Шагом квантования δ называется разность между двумя соседними разрешенными уровнями, а $U_{огр}$ определяет максимальное значение амплитуды отсчета, подвергаемого квантованию. Очевидно, что $U_{огр}$ должно быть выбрано таким образом, чтобы вероятность появления отсчета с амплитудой выше $U_{огр}$ была пренебрежимо мала. Очевидно, что $\delta = U_{огр} / N_{KB}$. Если шаг квантования во всем диапазоне изменений амплитуды сигналов остается постоянным, т. е. $\delta = const$, то квантование называется равномерным.

На рис. 5.10, а приведена временная диаграмма, поясняющая принцип равномерного квантования униполярных сигналов, а на рис. 5.11, а — амплитудная характеристика квантующего устройства $U_{вых} = f(U_{вх})$. Квантование

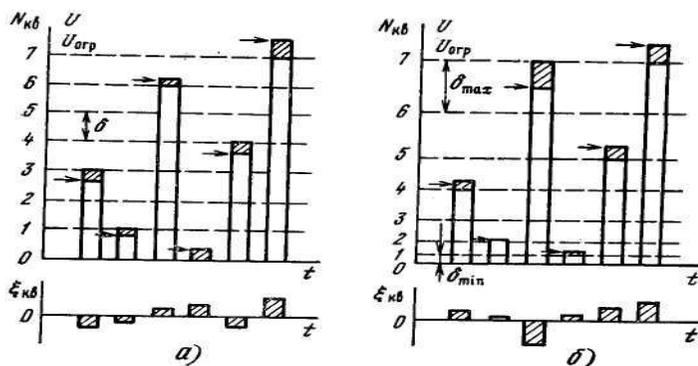


Рис. 5.10. Принципы равномерного (а) и неравномерного (б) квантования

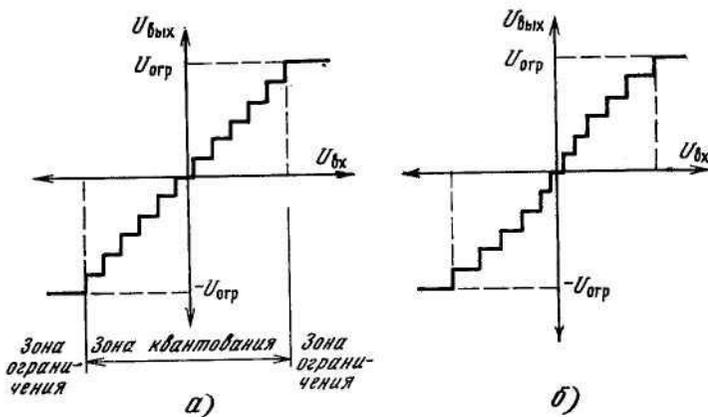


Рис. 5.11. Амплитудные характеристики квантующих устройств

осуществляется следующим образом. Если амплитуда отсчета в пределах двух соседних разрешенных уровней превышает половину шага квантования $\delta/2$, то амплитуда отсчета изменяется в большую сторону, если меньше половины шага квантования — в меньшую сторону. Таким образом, операция квантования аналогична операции округления чисел, а следовательно, неизбежно приводит к возникновению ошибки, причем устранить эту ошибку на приеме не представляется возможным. Ошибкой квантования называется разность между истинным значением отсчета и его квантованным значением: $\zeta_{кв}(t) = U(t) - U_{кв}(t)$.

На рис. 5.10 истинное значение амплитуды каждого АИМ отсчета (до операции квантования) указано стрелкой. Как видно из рисунка, вне зависимости от амплитуды отсчета $|\zeta_{кв}(t)| \leq \delta/2$. Можно показать, что средняя мощность шумов квантования при равномерном квантовании $P_{ш.кв} = \delta^2/12$.

Амплитудная характеристика квантующего устройства (рис. 5.11, а) содержит две основные зоны: квантования и ограничения. В случае $|U_{вх}| > |U_{огр}|$ происходит ограничение максимальных мгновенных значений сигнала и на выходе квантователя формируется отсчет с амплитудой, равной $U_{огр}$. При этом возникают шумы ограничения, мощность которых значительно больше мощности шумов квантования. Поэтому необходимо применять специальные меры, предотвращающие перегрузку квантователя.

Основной недостаток равномерного квантования заключается в следующем. Поскольку мощность шумов квантования не зависит от величины сигнала, защищенность от шумов квантования, определяемая как $A_{з.кв} = 10 \lg P_c / P_{ш.кв} = P_c - P_{ш.кв}$, оказывается небольшой для сигналов с малыми уровнями (слабых сигналов) и возрастает при увеличении уровня сигнала (рис. 5.12). Для того чтобы выполнить требования к защищенности $A_{з.кв.тр}$, необходимо

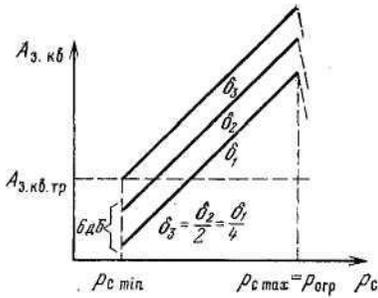


Рис. 5.12. Зависимость $A_{з.кв} = f(\rho_c)$ при равномерном квантовании

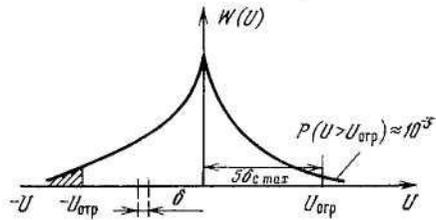


Рис. 5.13. Распределение мгновенных значений речевого сигнала

уменьшить шаг квантования, т. е. увеличить число разрешенных уровней. При уменьшении δ в 2 раза мощность шумов квантования $P_{ш.кв}$ уменьшается в 4 раза, а защищенность $A_{з.кв}$ возрастает на 6 дБ (см. рис. 5.12). При $U_{ВХ} > U_{огр}$, т. е. при $\rho_c > \rho_{огр}$, защищенность от шумов резко падает за счет попадания сигнала в зону ограничения.

Число уровней квантования $N_{КВ}$ однозначно связано с разрядностью кода m , необходимой для кодирования квантованных АИМ отсчетов. При использовании двоичных кодов $N_{КВ} = 2^m$. Оценим необходимое число разрядов m при использовании равномерного квантования.

Для двуполярных сигналов

$$P_{ш.кв.} = \delta^2 / 2 = (2U_{огр} / N_{кв})^2 / 12 = U_{огр}^2 / 3N_{кв}^2.$$

Можно считать, что речевой сигнал имеет экспоненциальное распределение (рис. 5.13):

$$W(U) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_c} \exp\left[-\sqrt{2} \frac{|U|}{\sigma_c}\right],$$

где σ_c — среднеквадратическое значение напряжения сигнала.

Если выбрать $U_{огр} = 5 \sigma_c \max$ (при этом, как показано на рис. 5.13, вероятность перегрузки квантователя оказывается пренебрежимо малой), получим \bar{U}

$$P_{ш.кв.} = 25\sigma_{c \max}^2 / 3N_{кв}^2, \text{ а защищенность от шумов квантования}$$

$$A_{з.кв} = 10 \lg(P_c / P_{ш.кв.}) = 10 \lg \frac{3 \sigma_c^2 N_{кв}^2}{25 \sigma_{c \max}^2} = 10 \lg \frac{3}{25} \frac{\sigma_c^2}{\sigma_{c \max}^2} (2^m)^2 =$$

$$= 6m + 20 \lg \left(\frac{\sigma_c}{\sigma_{c \max}} \right) - 9,2, \text{ дБ.}$$

Для максимального по амплитуде сигнала ($\sigma_c = \sigma_{c \max}$) получим.

$$A_{з.кв \max} = 6m - 9,2 \text{ дБ.}$$

Чтобы оценить защищенность от шумов квантования для «слабых» сигналов, т. е. сигналов с минимальной амплитудой, следует учитывать, что распределение средних мощностей телефонного сигнала соответствует малому распределению со среднеквадратическим отклонением $\sigma = 3,5 \dots 5,5$ дБ. При этом значение случайной величины с вероятностью 0,997 не выходит за пределы $\pm 3\sigma$, что при $\sigma = 5,5$ дБ составляет $\pm 16,5$ дБ. Таким образом, защищенность для слабых сигналов $A_{з.кв. min} = A_{з.кв. max} - 6\sigma = 6m - 42,2$, дБ,

Если требуется обеспечить защищенность от шумов квантования во всем динамическом диапазоне сигнала не менее чем $A_{з.кв. mp} = 30$ дБ, то оказывается, что потребуется $m = 12$ ($N_{KB} = 4096$). При этом защищенность для сигналов с максимальной амплитудой (сильных) будет более чем на 30 дБ превышать $A_{з.кв. mp}$.

Большое число разрядов в коде ($m = 12$) при равномерном квантовании приводит к усложнению аппаратуры и неоправданному увеличению тактовой частоты. Устранить указанный существенный недостаток можно, осуществляя неравномерное квантование, которое используется в современных ЦСП. Сущность неравномерного квантования заключается в следующем. Для слабых сигналов шаг квантования выбирается минимальным и постепенно увеличивается, достигая максимальных значений для сильных сигналов (рис. 5.10,6). На рис. 5.11,6 приведена амплитудная характеристика квантователя при неравномерном квантовании. При этом для слабых сигналов $P_{ш.кв}$ уменьшается, а для сильных — возрастает, что приводит к увеличению $A_{з.кв}$ для слабых сигналов и снижению $A_{з.кв}$ — для сильных, которые имели большой запас по помехозащищенности (см. рис. 5.12). В результате удается снизить разрядность кода до $m = 8$ ($N_{KB} = 256$), обеспечив при этом выполнение требований к защищенности от шумов квантования в широком динамическом диапазоне сигнала D_c , составляющем около 40 дБ (рис. 5.14). Таким образом происходит выравнивание $A_{з.кв}$ в широком диапазоне изменения уровней сигнала. Эффект неравномерного квантования может быть получен с помощью сжатия

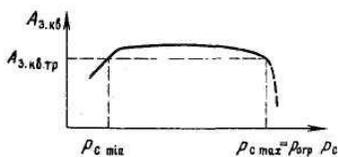


Рис. 5.14. Зависимость $A_{з.кв} = f(P_c)$ при неравномерном квантовании

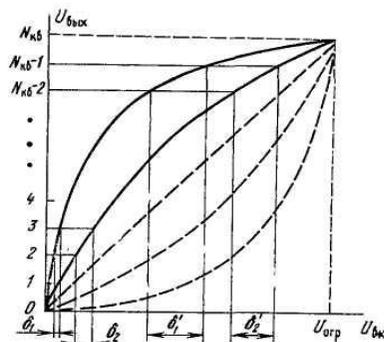


Рис. 5.15. Амплитудные характеристики компрессоров

динамического диапазона сигнала с последующим равномерным квантованием. Сжатие динамического диапазона сигнала осуществляется с помощью компрессора, обладающего нелинейной амплитудной характеристикой (рис. 5.15). Для отрицательных сигналов характеристика имеет аналогичный вид. Как видно из рис. 5.15, чем большей нелинейностью обладает компрессор, тем больший выигрыш может быть получен для слабых сигналов, т. е. $\delta_1 < \delta_2$.

Для восстановления исходного динамического диапазона сигнала на приеме необходимо установить экспандер (расширитель), амплитудная характеристика которого должна быть обратной амплитудной характеристике компрессора (штриховые кривые на рис. 5.15). Таким образом, результирующая (суммарная) амплитудная характеристика цепи компрессор-экспандер (компандер) должна быть линейной во избежание нелинейных искажений передаваемых сигналов.

В современных ЦСП находят применение две логарифмические характеристики компандирования (типов A и μ), которые удобно изображать и описывать в нормированном виде $y = f(x)$, где $y = U_{вых} / U_{огр}$ и $x = U_{вх} / U_{огр}$;

$$y = \begin{cases} \frac{A|x|}{1 + \ln A} npu0 \leq |x| \leq 1/A, \\ \frac{1 + \ln(A|x|)}{1 + \ln A} npu1/A \leq |x| \leq 1; \end{cases}$$

$$y = \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)} npu0 \leq |x| \leq 1.$$

где $A = 87,6$ и $\mu = 255$ — параметры компрессии.

Характеристика компандирования типа A используется в ЦСП, соответствующих европейской иерархии, а типа μ — в ЦСП, соответствующих североамериканской иерархии.

5.4. КОДИРОВАНИЕ И ДЕКОДИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ

В процессе кодирования амплитуда каждого квантованного по уровню A ИМ отсчета представляется в виде двоичной последовательности, содержащей m символов (m -разрядной кодовой комбинации). Для определения структуры комбинации в простейшем случае нужно в двоичном коде записать амплитуду АИМ отсчета $N_{ИМ}$, выраженную в шагах квантования. В этом случае можно воспользоваться соотношением.

$$N_{ИМ} = \sum_{i=0}^{m-1} a_i 2^i = a_0 2^0 + a_1 2^1 + a_2 2^2 + \dots + a_{m-1} 2^{m-1},$$

где $a_i \in \{0, 1\}$ — состояние соответствующего разряда комбинации; 2^i — вес соответствующего разряда в условных шагах квантования.

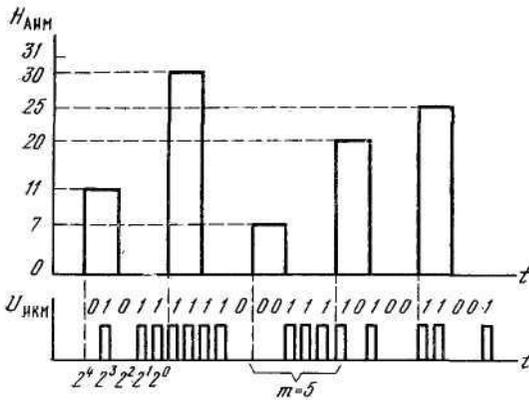


Рис. 5.16. Формирование группового ИКМ сигнала

ния. Например, если $m = 5$, а $N_{\text{АИМ}} = 26$, то кодовая комбинация будет иметь структуру 11010 (первый разряд — старший по весу), так как $26 = 0 \cdot 2^0 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^4 \Rightarrow 11010$. Последовательность m -разрядных кодовых комбинаций представляет собой групповой сигнал с ИКМ, называемый также цифровым.

На рис. 5.16 приведены временные диаграммы, поясняющие процесс кодирования при использовании пятиразрядного двоичного кода. Амплитуда отсчетов, поступающих на вход кодера, в данном случае может принимать значения в диапазоне $N_{\text{АИМ}} = 0—31$ условных шагов квантования, а на выходе кодера формируется цифровой сигнал с ИКМ, представляющий собой последовательность пятиразрядных кодовых комбинаций.

Как было показано выше, для качественной передачи телефонных сигналов при неравномерном квантовании необходимо использовать восьмиразрядный код ($m = 8$, а при равномерном — 12-разрядный ($m = 12$)). На практике находят применение двоичные коды следующих типов: натуральный двоичный код, симметричный двоичный код, рефлексный двоичный код (код Грея).

С и м м е т р и ч н ы й д в о и ч н ы й к о д в основном используется при кодировании двуполярных сигналов (например, телефонных). На рис. 5.17 показаны структура кода и кодовая таблица, соответствующая данному коду. Для всех положительных отсчетов знаковый символ имеет значение 1, а для отрицательных 0. Для положительных и отрицательных отсчетов, равных по амплитуде, структуры кодовых комбинаций полностью совпадают (за исключением знакового разряда), т. е. код является симметричным. Например, максимальному положительному сигналу соответствует код 11111111, а максимальному отрицательному — 01111111. Абсолютное значение шага квантования $\delta = U_{\text{огр}}/2^{m-1}$.

Натуральный двоичный код в основном используется при кодировании однополярных сигналов. На рис. 5.18 показаны структура кода

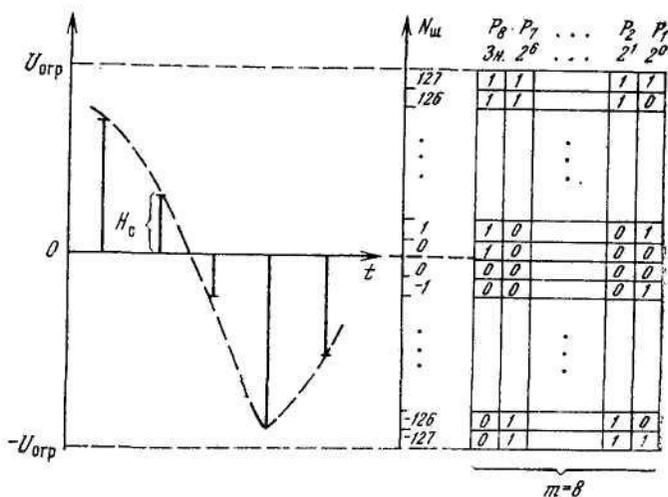


Рис. 5.17. Формирование симметричного двоичного кода

структура кода и кодовая таблица, соответствующая данному коду (при $m = 8$). Очевидно, что число комбинаций различной структуры равно 256, причем минимальному сигналу соответствует комбинация 00000000, а максимальному—11111111. Абсолютное значение шага квантования $\delta = U_{огр}/2^m$.

С помощью натурального двоичного кода можно кодировать и двухполярные сигналы, обеспечив предварительно их смещение, как показано на рис. 5.17. В этом случае, очевидно, изменяется амплитуда кодируемых отсчетов, причем переход от амплитуды отсчета H_c , выраженной в шагах квантования, при использовании симметричного кода к амплитуде этого же отсчета H_n при использовании натурального кода и наоборот можно осуществить следующим образом (рис. 5.17 и 5.18):

$$H_c = \begin{cases} H_n - 128npuH_n \geq 128 \\ H_n - 127npuH_n < 128 \end{cases}$$

$$H_n = \begin{cases} H_c + 128npuH_c > 0 \\ H_c + 127npuH_c \leq 0 \end{cases}$$

Натуральный и симметричный двоичные коды являются наиболее простыми. Как для натурального, так и для симметричного кода ошибка в одном из символов может привести к значительным искажениям сигнала. Если, например, в кодовой комбинации вида 11010011 ошибка произошла в пятом разряде, т. е. принята комбинация 11000011, то амплитуда отсчета будет меньше

истинного значения на $2^4=16$ условных шагов квантования. Наиболее опасными, очевидно, будут ошибки в старших разрядах (P_8, P_7). Рассмотрим принципы построения кодирующих и декодирующих устройств, которые могут быть линейными и нелинейными.

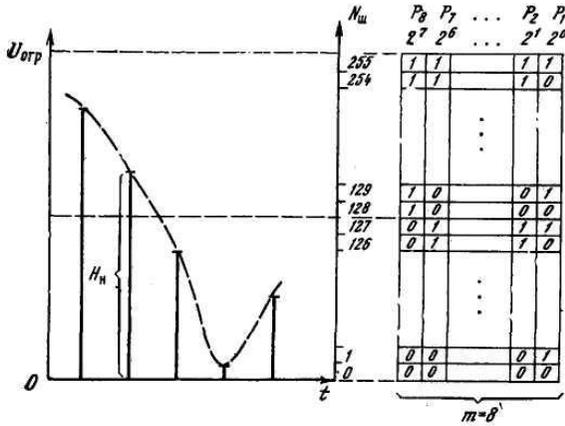


Рис. 5.18. Формирование натурального двоичного кода

Линейным кодированием называется кодирование равномерно квантованного сигнала, а нелинейным — неравномерно квантованного сигнала.

Код, формируемый в кодере, называется параллельным, если сигналы (импульсы и пробелы, т. е. 1 и 0), входящие в состав m -разрядной кодовой группы, появляются на разных выходах кодера одновременно, причем каждому выходу кодера соответствует сигнал определенного разряда. Код называется последовательным, если все сигналы, входящие в состав m -разрядной кодовой группы, появляются на одном выходе кодера поочередно со сдвигом по времени (обычно начиная со старшего по весу разряда). Параллельный код может преобразовываться в последовательный (рис. 5.19, а) и наоборот (рис. 5.19, б) с помощью логических схем, обеспечивающих сдвиг импульсов во времени (например,

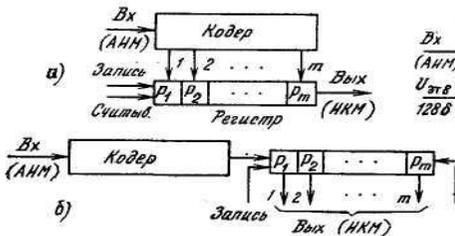


Рис. 5.19. Принципы преобразования параллельного кода в последовательный (а) и наоборот (б)

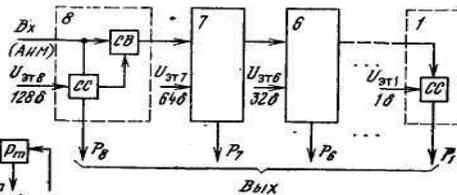


Рис. 5.20. Линейный кодер поразрядного взвешивания

регистров сдвига). Запись и считывание информации из регистра осуществляется под управлением сигналов, поступающих от генераторного оборудования.

По принципу действия кодеры делятся на кодеры счетного типа, матричные, взвешивающего типа и др. В ЦСП чаще всего используются кодеры взвешивающего типа, среди которых простейшим является кодер поразрядного взвешивания (рис. 5.20), на выходах которого формируется натуральный двоичный код. Принцип работы таких кодеров заключается в уравнивании кодируемых отсчетов суммой эталонных токов (напряжений) с определенными весами. Схема линейного кодера поразрядного взвешивания содержит восемь ячеек (при $m = 8$), обеспечивающих формирование значения соответствующего разряда (1 или 0). В состав каждой ячейки (за исключением последней, соответствующей младшему по весу разряду) входят схема сравнения СС (компаратор) и схема вычитания (СВ).

Схемы сравнения обеспечивают сравнение амплитуды поступающего АИМ сигнала с эталонными сигналами, амплитуды которых соответствуют весам соответствующих разрядов ($U_{эм6} = 2^7\delta = 128\delta$, $U_{эм7} = 2^6\delta = 64\delta; \dots$; $U_{эм1} = 1\delta$). Если амплитуда сигнала на входе СС; равна или превышает $U_{эмi}$, то на выходе СС; формируется 1 (импульс), в СВ_i, из сигнала вычитается $U_{эмi}$ после чего он поступает на вход следующей ячейки. Если амплитуда сигнала на входе СС,- меньше $U_{эмi}$, то на выходе СС_i, формируется 0 (пробел) и сигнал проходит через СВ_i, без каких-либо изменений. После окончания процесса кодирования данного отсчета на выходах кодера получают восьмиразрядный параллельный код, кодер устанавливается в исходное положение и начинается процесс кодирования следующего отсчета. Таким образом, процесс кодирования соответствует операции взвешивания (амплитуда кодируемого отсчета в процессе кодирования уравнивается суммой эталонных значений соответствующих разрядов).

Если, например, на вход кодера поступает отсчет с амплитудой $N_{АИМ} = 174\delta$, то СС₆ формирует $P_8 = 1$ и на вход седьмой ячейки поступит сигнал с амплитудой $N'_{АИМ} = 174\delta - 128\delta = 46\delta$. На выходе СС₇ получим $P_7 = 0$, и на вход третьей ячейки кодера поступит сигнал с той же амплитудой $N''_{АИМ} = 46\delta$. На выходе СС₆ получим $P_6 = 1$, и на вход следующей ячейки поступит сигнал с $N'''_{АИМ} = 46\delta - 32\delta = 14\delta$ и т. д. В результате будет сформирована кодовая комбинация вида 10101110 (первый разряд — старший по весу).

При кодировании двуполярных сигналов в кодере необходимо иметь две схемы формирования эталонов (ФЭ) для кодирования положительных и отрицательных отсчетов.

В процессе декодирования сигнала m -разрядные кодовые комбинации преобразуются в АИМ отсчеты с соответствующими амплитудами. Сигнал на выходе декодера может быть получен в результате суммирования эталонных сигналов ($U_{эм}$) тех разрядов кодовой комбинации, значение которых равно 1. Так, если на вход декодера поступает кодовая комбинация 10101110, то

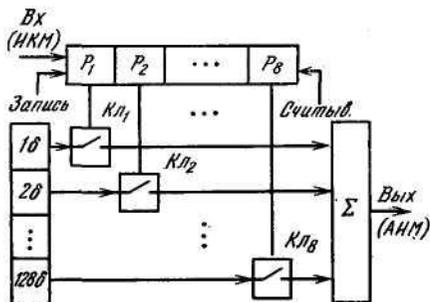


Рис. 5.21. Линейный декодер взвешивающего типа

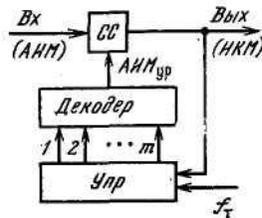


Рис. 5.22. Линейный кодер взвешивающего типа с обратной связью

амплитуда АИМ отсчета на выходе декодера $H_{\text{АИМ}} = 128\delta + 32\delta + 8\delta + 4\delta + 2\delta = 174\delta$.

Структурная схема линейного декодера взвешивающего типа, представлена на рис. 5.21. Под воздействием управляющих сигналов, поступающих от генераторного оборудования, в регистр сдвигается очередная восьмиразрядная кодовая комбинация. После этого замыкаются только те ключи ($K_{л1} \dots K_{л8}$), которые соответствуют разрядам, имеющим значение 1. В результате на вход сумматора от формирователя эталонных сигналов (ФЭ) поступают соответствующие эталонные сигналы, в результате чего на выходе сумматора формируется АИМ отсчет с определенной амплитудой.

Очевидно, что если в процессе передачи цифрового сигнала по линейному тракту в одном (или больше) разряде кодовой комбинации произойдет ошибка, то амплитуда отсчета на выходе декодера будет отличаться от истинного значения. Если, например, в комбинации 10101110 произойдет ошибка в P_6 , т. е. на вход декодера поступит комбинация 10001110, то амплитуда отсчета на выходе декодера $H_{\text{АИМ}} = 128\delta + 8\delta + 4\delta + 2\delta = 142\delta$, т. е. на 32δ меньше истинной амплитуды отсчета, равной 174δ.

Рассмотренная схема кодера поразрядного взвешивания содержит большое число схем сравнения, которые являются относительно сложными устройствами. На практике чаще используется кодер взвешивающего типа с использованием одной схемы сравнения и цепи обратной связи, содержащей декодер (рис. 5.22). Под воздействием управляющего сигнала (f_t), поступающего от генераторного оборудования, на вход декодера от схемы управления (Упр) в каждом такте последовательно подается 1 с каждого из m выходов, начиная со старшего разряда. На выходе декодера формируется уравнивающий АИМ сигнал ($A_{\text{ИМ} \text{ ур}}$), который поступает на вход СС, где сравнивается с входным АИМ сигналом. В зависимости от результата сравнения на выходе СС формируется значение текущего разряда: 1 (при $U_{\text{АИМ}} \geq$

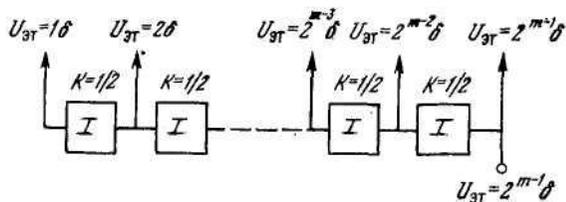


Рис. 5.23. Принцип формирования эталонных сигналов

$U_{АИМ_{УР}}$) или 0 (при $U_{АИМ} < U_{АИМ_{УР}}$). Этот сигнал поступает на выход декодера и по цепи обратной связи — на вход схемы управления, причем при поступлении 1 состояние соответствующего выхода схемы управления остается неизменным (1), а при поступлении 0 также изменяется на 0. В результате через m трактов на выходах схемы управления будет сформирована комбинация, для которой $U_{АИМ_{УР}} = U_{АИМ}$

При построении кодеров и декодеров (см. рис. 5.20 и 5.21) необходимо использовать ФЭ, формирующие набор эталонных сигналов, причем соотношение между значениями двух соседних эталонов — равно $\delta(1\delta, 2\delta, 4\delta, \dots, 128\delta)$. Общая идея построения таких устройств заключается в использовании одного высокостабильного эталонного источника сигнала и цепочки схем, имеющих коэффициент передачи $K = 1/2$ (рис. 5.23). Такие схемы обычно имеют вид матрицы, реализуемой на прецизионных сопротивлениях двух номиналов (R и $2R$).

В современных ЦСП применяются нелинейные кодирующие и декодирующие устройства (нелинейные кодеки), обеспечивающие кодирование и декодирование сигналов с неравномерной шкалой квантования при восьмиразрядном коде ($m = 8$). Для кодирования с неравномерной шкалой квантования могут использоваться следующие способы:

- аналоговое компандирование, характеризующееся компрессией (сжатием) динамического диапазона сигнала перед линейным кодированием, и экспандированием (расширением) динамического диапазона сигнала после линейного декодирования;

- нелинейное кодирование, характеризующееся кодированием сигнала в нелинейных кодерах, сочетающих функции аналого-цифрового преобразования и компрессора;

- цифровое компандирование, характеризующееся кодированием сигнала в линейном кодере с большим числом разрядов с последующей нелинейной цифровой обработкой результата кодирования.

При аналоговом компандировании (рис. 5.24) на входе линейного кодера (ЛК) и выходе линейного декодера (ЛД) включаются соответственно аналоговый компрессор (АК) и экспандер (АЭ), обеспечивающие соответствующее нелинейное преобразование аналогового сигнала (см. рис. 5.15). В качестве

базового элемента для построения АК и АЭ двухполярных сигналов может

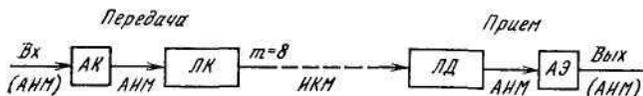


Рис. 5.24. Принцип аналогового компандирования

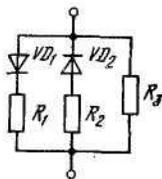


Рис. 5.25. Нелинейный двухполюсник аналоговых компандеров

использоваться двухполюсник (рис. 5.25). С помощью резисторов обеспечиваются выбор нужного режима работы и выравнивание параметров схемы для положительных и отрицательных сигналов. Существенный недостаток данного способа заключается в том, что очень сложно добиться полностью взаимобратных амплитудных характеристик компрессора и экспандера, вследствие чего суммарная амплитудная характеристика системы компрессор-экспандер будет отличаться от линейной (см. рис. 5.15). Это неизбежно приведет к нелинейным искажениям передаваемых сигналов. Аналоговое компандирование использовалось на первых этапах развития ЦСП, а в настоящее время не применяется.

Наиболее часто в современных ЦСП используются нелинейные кодеки, для удобства реализации которых на цифровых схемах целесообразно отказаться от плавной характеристики компрессии и заменить ее сегментированной характеристикой, представляющей собой кусочно-ломаную аппроксимацию плавной характеристики компрессии.

На рис. 5.26 приведена сегментированная А-характеристика компрессии для положительных сигналов (для области отрицательных значений сигнала она имеет аналогичный вид). Формально общее число сегментов на полной характеристике (для отрицательных и положительных сигналов) составляет 16, однако четыре центральных сегмента (по два в положительной и отрицательных областях) фактически образуют один сегмент, вследствие чего фактическое число сегментов равно 13. Поэтому такую характеристику называют характеристикой компрессии типа $A=87,6/13$. Каждый из сегментов характеристики (см. рис. 5.26) содержит 16 шагов квантования, а их общее число равно 256 (по 128 для каждой полярности сигнала). При этом принята следующая нумерация сегментов N_c и шагов квантования $N_{ш}$ внутри каждого сегмента: $N_c = 0, 1, 2, \dots, 7$ и $N_{ш} = 0, 1, 2, \dots, 15$. Очевидно, что внутри каждого сегмента шаг квантования оказывается постоянным, т. е. осуществляется равномерное квантование, а при переходе к сегменту с большим порядковым номе-

вания к наименьшему, равен $2^6 = 64$, а выигрыш в помехозащищенности для слабых сигналов равен $20^{\lceil \lg(1 + 1\text{пЛ}) \rceil} = 24\text{дБ}$.

Типичная зависимость защищенности от шумов квантования $A_{з.кв}$ от уровня сигнала p_c (при гармоническом сигнале) для характеристики $A = 87,6/13$ приведена на рис. 5.27. Для слабых сигналов, не выходящих за пределы нулевого и первого сегментов, как видно из рис. 5.27, осуществляется

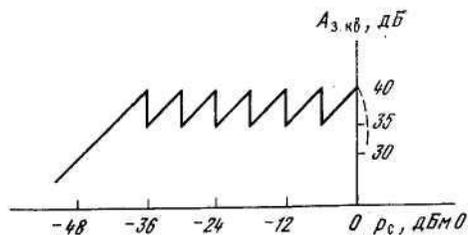


Рис. 5.27. Зависимость $A_{з.кв} = f(p_c)$

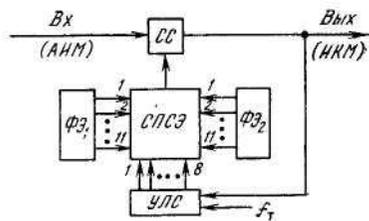


Рис. 5.28. Нелинейный кодер взвешивающего типа

равномерное квантование с минимальным шагом квантования δ_0 и $A_{з.кв}$ увеличивается с ростом p_c . При переходе к второму сегменту шаг квантования увеличивается в 2 раза, т. е. становится равным $2\delta_0$, вследствие чего $A_{з.кв}$ резко уменьшается, а затем в пределах данного сегмента возрастает с ростом p_c , поскольку внутри сегмента осуществляется равномерное квантование. Такой характер изменения $A_{з.кв}$ наблюдается и при переходе ко всем последующим сегментам. После попадания сигнала в зону ограничения защищенность резко падает за счет перегрузки кодера.

Структура кодовой комбинации, формируемой на выходе кодера с характеристикой $A = 87,6/13$, имеет вид PXYZABCD, где P — знаковый символ (1 — для положительных сигналов, 0 — для отрицательных); XYZ — символы кода номера сегмента N_c ; ABCD — символы кода номера шага внутри сегмента $A_{ш}$ (см. рис. 5.26). Если, например, положительный отсчет на входе кодера имеет амплитуду, соответствующую девятому шагу квантования в шестом, сегменте, то на выходе кодера будет сформирована комбинация 11101001 (P=1, XYZ=110, так как $N_c = 6$, ABCD = 1001, так как $N_{ш} = 9$). В табл. 5.1 приведены основные параметры, характеризующие нелинейное кодирование с использованием характеристики $A = 87,6/13$.

Схемы и принцип действия нелинейных кодеков взвешивающего типа в основном те же, что и у линейных кодеков. Наибольшее отличие заключается в последовательности включения эталонных источников в процессе кодирования исходного сигнала.

Для кодирования сигнала одной полярности в формирователе эталонных сигналов кодера необходимо формировать 11 эталонных сигналов (подчеркнуты в табл. 5.1).

На рис. 5.28 представлена упрощенная структурная схема нелинейного кодера взвешивающего типа, содержащая схему сравнения (СС), схему переключения и суммирования эталонов (СПСЭ), две схемы формирования эталонных сигналов ($\Phi Э_1$ и $\Phi Э_2$) для положительных и отрицательных отсчетов, управляющую логическую схему (УЛС). Кодирование осуществляется в течение восьми тактов, в каждом из которых формируется один из

Номер сегмента N_c	Структура кодовой комбинации PXYZABCD	Относительный интервал изменения входного сигнала	Относительный шаг квантования $\delta_i/U_{огр}$
0	P 0 0 0 ABCD	0—1/128	1/2048
1	P 0 0 1 ABCD	1/128—1/64	1/2048
2	P 0 1 0 ABCD	1/64—1/32	1/1024
3	P 0 1 1 ABCD	1/32—1/16	1/512
4	P 1 0 0 ABCD	1/16—1/8	1/216
5	P 1 0 1 ABCD	1/8—1/4	1/128
6	P 1 1 0 ABCD	1/4—1/2	1/64
7	P 1 1 1 ABCD	1/2—1	1/32

символов кодовой комбинации. При этом можно выделить три следующих этапа:

- формирование знакового символа P (такт 1);
- формирование кода номера сегмента XYZ (такты 2- 4);
- формирование кода номера шага внутри сегмента ABCD (такты 5- 8).

В первом такте определяется знак поступившего на вход кодера очередного отсчета. Если отсчет положительный, то формируется P=1 и к схеме подключается $\Phi Э_1$, а в противном случае формируется P = 0 и к схеме подключается $\Phi Э_2$.

Формирование кода номера сегмента осуществляется следующим образом (рис. 5.29).

Во втором такте УЛС с помощью СПСЭ обеспечивает подачу на вход СС эталонного сигнала $U_{эт} = 128\delta_0$, соответствующего нижней границе четвертого сегмента (см. табл.5.1). Если амплитуда отсчета $U_{аим} \geq U_{эт} = 128\delta_0$, то принимается решение, что отсчет попадает в один из четырех старших сегментов ($N_c = 4...7$), и формируется очередной символ X=1, который по цепи обратной связи поступает на вход УЛС. Если же $U_{аим} < U_{эт} = 128\delta_0$, то принимается решение, что отсчет попадает в один из четырех младших сегментов ($N_c = 0...3$), и формируется очередной символ X=0, который по цепи обратной связи поступает на вход УЛС.

В третьем такте формируется третий символ комбинации (Y). В зависимости от значения предыдущего символа (X) уточняется номер сегмента, в который попадает кодируемый отсчет. Если X=1, то УЛС с помощью СПСЭ обеспечивает

подачу на вход СС эталонного напряжения $U_{Эт} = 512 \delta_0$, соответствующего нижней границе шестого сегмента (см. табл. 5.1). Если $U_{АИМ} \geq U_{Эт} = 512\delta_0$, то принимается решение, что отсчет попадает в один из двух старших сегментов ($N_C = 6$ или $N_C = 7$), и формируется очередной символ $Y=1$, который по цепи обратной связи поступает на вход УЛС. Если $U_{АИМ} < U_{Эт} = 512\delta_0$, то принимается решение, что отсчет попадает в четвертый или пятый сегмент, и формируется $Y = 0$. Если $X=0$, то УЛС с помощью СПСЭ

Таблица 5.1

Эталонное напряжение нижней границы сегмента	Эталонные напряжения при кодировании в пределах сегмента			
	δ_i	$2\delta_i$	$4\delta_i$	$8\delta_i$
0	$1 \delta_0$	$2 \delta_0$	$4 \delta_0$	$8 \delta_0$
$16 \delta_0$	$1 \delta_0$	$2 \delta_0$	$4 \delta_0$	$8 \delta_0$
$32 \delta_0$	$2 \delta_0$	$4 \delta_0$	$8 \delta_0$	$16 \delta_0$
$64 \delta_0$	$4 \delta_0$	$8 \delta_0$	$16 \delta_0$	$32 \delta_0$
$128 \delta_0$	$8 \delta_0$	$16 \delta_0$	$32 \delta_0$	$64 \delta_0$
$256 \delta_0$	$16 \delta_0$	$32 \delta_0$	$64 \delta_0$	$128 \delta_0$
$512 \delta_0$	$32 \delta_0$	$64 \delta_0$	$128 \delta_0$	$256 \delta_0$
$1024 \delta_0$	$64 \delta_0$	$128 \delta_0$	$256 \delta_0$	$512 \delta_0$

обеспечивает подачу на вход СС эталонного напряжения $U_{Эт} = 32\delta_0$, соответствующего нижней границе второго сегмента. Если $U_{АИМ} \geq U_{Эт} = 32\delta_0$, то принимается решение, что отсчет попадает во второй и третий сегменты, и формируется $Y=1$. Если $U_{АИМ} < U_{Эт} = 32\delta_0$, то принимается решение, что отсчет попадает в один из двух младших сегментов, и формируется $Y = 0$.

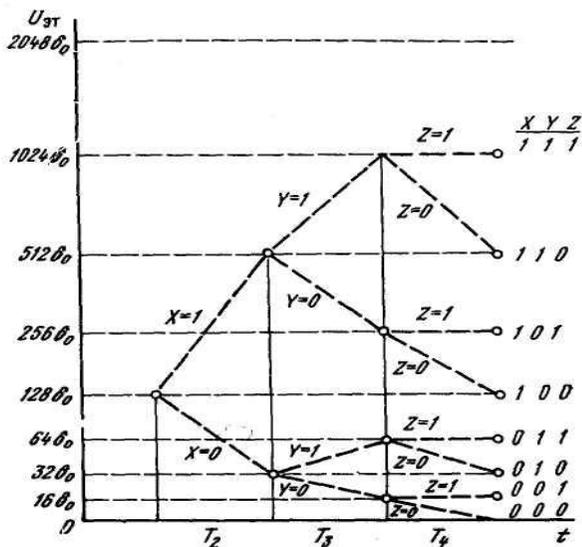


Рис. 5.29. Алгоритм формирования кода номера сегмента

В четвертом такте кодирования формируется символ Z, т. е. последний символ в коде номера сегмента. В зависимости от значений предыдущих символов (XY) окончательно устанавливается номер сегмента, соответствующего данному отсчету. Так, если $X=1$ и $Y=0$, то включается эталонное напряжение $U_{эт} = 256\delta_0$, соответствующее нижней границе пятого сегмента. Если $U_{АИМ} \geq U_{эт} = 256\delta_0$, то принимается решение, что отсчет попадает в пятый сегмент, формируется символ $Z=1$ и эталонное напряжение $U_{эт} = 256\delta_0$ остается включенным до конца процесса кодирования данного отсчета. Если $U_{АИМ} < U_{эт} = 256\delta_0$, то принимается решение, что отсчет попадает в четвертый сегмент, формируется $Z=0$ и до конца процесса кодирования включается $U_{эт} = 128\delta_0$, соответствующее нижней границе четвертого сегмента.

В результате после четырех тактов кодирования сформируются четыре символа комбинации (PXYZ) и к СС подключится одно из восьми эталонных напряжений, соответствующих нижней границе сегмента, в который попадает кодируемый отсчет.

В оставшихся четырех тактах последовательно формируются символы ABCD кодовой комбинации, значение которых зависит от номера шага квантования внутри сегмента, соответствующего амплитуде кодируемого отсчета. Поскольку внутри любого сегмента осуществляется равномерное квантование, то процесс кодирования реализуется, как и в линейных кодерах взвешивающего типа, с помощью последовательного включения эталонных напряжений, соответствующих данному сегменту (см. табл. 5.1).

Так, если на вход кодера поступил положительный отсчет с амплитудой $U_{АИМ} = 672\delta_0$, то после первых четырех тактов сформируются символы PXYZ=1110 и к СС подключится эталонное напряжение $U_{эт} = 512\delta_0$, соответствующее нижней границе шестого сегмента. В пятом такте к этому эталонному сигналу добавится максимальное эталонное напряжение $U_{эт} = 256\delta_0$, соответствующее старшему символу (A) в коде номера шага квантования для шестого сегмента. Так как $U_{АИМ} = 672\delta_0 < U_{эт} = 512\delta_0 + 256\delta_0$, формируется символ $A=0$ и вместо $U_{эт} = 256\delta_0$ в шестом такте подключается эталонное напряжение следующего разряда $U_{эт} = 128\delta_0$. Поскольку $U_{АИМ} = 672\delta_0 > U_{эт} = 512\delta_0 + 128\delta_0$, то на выходе СС формируется символ $B=1$, эталонное напряжение не изменяется и в следующем седьмом такте подключается эталонное напряжение очередного разряда $U_{эт} = 64\delta_0$. Так как $U_{АИМ} = 672\delta_0 < U_{эт} = 512\delta_0 + 128\delta_0 + 32\delta_0$, формируется символ $C=0$ и эталонное напряжение данного разряда ($U_{эт} = 64\delta_0$) отключается. В последнем такте подключается эталонное напряжение младшего символа (D) $U_{эт} = 32\delta_0$. Поскольку $U_{АИМ} = 672\delta_0 = U_{эт} = 512\delta_0 + 128\delta_0 + 32\delta_0$, формируется символ $D=1$ и процесс кодирования данного отсчета заканчивается. Таким образом, на выходе кодера будет сформирована кодовая комбинация 11100101.

Как отмечалось выше, в процессе кодирования могут использоваться 11 эталонных сигналов, однако к моменту завершения процесса кодирования любого отсчета окажутся включенными не более пяти эталонных



Рис. 5.30. Принцип цифрового компандирования

сигналов (один из них соответствует нижней границе сегмента, не более четырех — эталонным сигналам в пределах соответствующего сегмента). В рассмотренном случае окажутся включенными только три эталонных сигнала (512до, 128до, 32до).

Следует иметь в виду, что амплитуда кодируемого отсчета не всегда может быть точно уравновешена эталонными сигналами, как в рассмотренном примере. В общем случае неизбежно будет возникать ошибка квантования $U_{\text{ош.кв}}$, максимальное значение которой равно половине шага квантования в пределах соответствующего сегмента, т. е. $|U_{\text{ош.кв}}| \leq 0,5\delta_0$ для нулевого и первого сегментов (для слабых сигналов) и $|U_{\text{ош.кв}}| \leq 32\delta_0$ для седьмого сегмента (сильный сигнал).

Рассмотрим особенности третьего способа кодирования с неравномерной шкалой квантования, т. е. цифрового компандирования.

При цифровом компандировании (рис. 5.30) осуществляется линейное (равномерное) кодирование (ЛК) с большим числом разрядов (например, $m=12$) с последующим цифровым преобразованием (цифровым компрессированием ЦК) с помощью логических устройств в восьмиразрядный нелинейный код, имеющий ту же структуру, что и при использовании нелинейного кодера с характеристикой компрессии типа $A = 87,6/13$ (см. рис. 5.26). Способ преобразования 12-разрядных кодовых комбинаций линейного кода в 8-разрядные комбинации нелинейного кода показан в табл. 5.2. Первый разряд (Р) остается без изменений и несет информацию о полярности сигнала. Значение символов XYZ, определяющих номер сегмента N_c , соответствует числу нулей (I) в 12-разрядной комбинации между символом Р и символами ABCD (фактически символы XYZ представляют собой инверсированный натуральный трехразряд-

Таблица 5.2

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

ный двоичный код величины l). После формирования символов XYZ в восьмиразрядном коде символы ABOD переписываются без изменений, а все остальные символы 12-разрядной комбинации отбрасываются вне зависимости от их значения, определяя ошибку квантования. На приеме восстановление АИМ сигнала осуществляется с помощью цифрового экспандера (ЦЭ) и линейного декодера (ЛД).

Нелинейное декодирование осуществляется аналогично линейному с учетом отмеченных особенностей нелинейного кодирования. Так, в процессе нелинейного декодирования, т. е. формирования АИМ отсчета с определенной амплитудой $U_{\text{АИМ}}$, по структуре кодовой комбинации (PXYZABCD) определяются знак отсчета и номер сегмента (N_c), после чего находится значение $U_{\text{АИМ}}$ (с учетом того, что к декодированному сигналу с целью уменьшения ошибки квантования добавляется напряжение, равное половине шага квантования в данном сегменте):

$$U_{\text{АИМ}} = \begin{cases} U_{\text{эти}} + A8\delta_i + B4\delta_i + C2\delta_i + D\delta_i + 0.5\delta_i & \text{при } P=1, \\ -(U_{\text{эти}} + A8\delta_i + B4\delta_i + C2\delta_i + D\delta_i + 0.5\delta_i) & \text{при } P=0. \end{cases}$$

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

Если, например, на вход декодера поступает кодовая комбинация 01010110 (т. е. $P = 0$, $N_c = 5$, $\delta_i = 16\delta_0$, $U_{\text{эти}} = 256\delta_0$; $A = 0$; $B = 1$; $C = 1$, $D = 0$), то на выходе декодера будет сформирован АИМ отсчет с амплитудой $U_{\text{АИМ}} = -(256\delta_0 + 0 \cdot 8 - 16\delta_0 + 1 \cdot 4 \cdot 16\delta_0 + 1 \cdot 2 \cdot 16\delta_0 + 0 \cdot 16\delta_0 + 0,5 \cdot 16\delta_0) = -(256\delta_0 + 64\delta_0 + 32\delta_0 + 8\delta_0) = -360\delta_0 = -360 \cdot 2^{-11} U_{\text{огр}}$.

Таким образом, в декодере в данном случае суммируются эталонные напряжения, равные $256\delta_0$, $64\delta_0$, $32\delta_0$ и $8\delta_0$.

5.5. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ОКОНЕЧНОЙ СТАНЦИИ ЦСП

В состав оконечной станции аппаратуры ЦСП, предназначенной для передачи телефонных сигналов, входит индивидуальное и групповое оборудование. Узлы индивидуального оборудования всех N каналов однотипны, и на рис. 5.31 показано индивидуальное оборудование только для одного канала.

Сигнал от абонента поступает на двухпроводный вход канала и далее через дифференциальную систему (ДС) в тракт передачи. Передающая часть индивидуального оборудования каждого канала содержит усилитель низкой частоты (УНЧ_{пер}), фильтр нижних частот (ФНЧ_{пер}) и амплитудно-импульсный модулятор (АИМ). В ФНЧ_{пер} сигнал ограничивается по спектру ($F_d = 3,4$ кГц), что необходимо перед дискретизацией сигнала. В модуляторе аналоговый сигнал дискретизируется по времени, в результате чего формируется каналный АИМ сигнал, представляющий собой последовательность

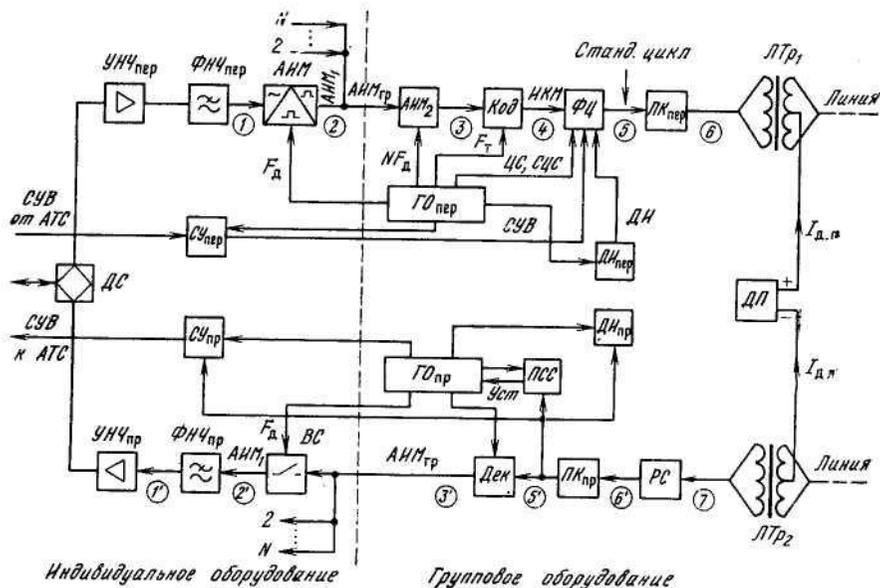


Рис. 5.31. Структурная схема оконечной станции ЦСП

канальных АИМ отсчетов. Канальные АИМ сигналы всех каналов объединяются в групповой АИМ сигнал ($AИМ_{гр}$).

В групповом оборудовании тракта передачи перед кодированием групповой АИМ сигнал, имеющий вид $AИМ_1$, преобразуется в групповой сигнал $AИМ_2$ (см. рис. 5.2). В кодирующем устройстве (Код) осуществляется последовательное нелинейное кодирование отсчетов группового АИМ сигнала, в результате чего на выходе кодера формируется групповой цифровой сигнал с импульсно-кодовой модуляцией, представляющий собой последовательность восьмиразрядных кодовых комбинаций каналов. Как будет отмечено ниже, в цикле передачи системы помимо информационных символов, формируемых на выходе кодера, необходимо передавать ряд дополнительных сигналов, к которым, в частности, относятся: сигналы управления и взаимодействия (СУВ), передаваемые по телефонным каналам для управления приборами АТС (набор номера, вызов, ответ, отбой, разъединение и др.); сигналы цикловой (ЦС) и сверхцикловой (СЦС) синхронизации; сигналы передачи дискретной информации (ДИ) и др.

Сигналы СУВ от АТС поступают на вход передающей части согласующего устройства ($СУ_{пер}$), где преобразуются в цифровую форму для ввода через схему формирования циклов (ФЦ) (так же как и сигналы ЦС, СЦС и ДИ) в цифровой поток, т. е. добавляются к информационным символам.

В результате на выходе ФЦ формируется полный цифровой поток, имеющий циклическую структуру, причем его основные параметры строго регламентированы. Цифровой сигнал на выходе ФЦ представляет собой униполярный (однополярный) цифровой поток (см. рис. 5.16). Однако передача такого сигнала по линии затруднена (см. гл. 6), поэтому униполярный двоичный код в преобразователе кода передачи (ПК_{пер}) преобразуется в двуполярный код, параметры которого отвечают определенным требованиям.

С помощью линейного трансформатора ЛТр обеспечиваются согласование аппаратуры с линией и подключение блока дистанционного питания (ДП) линейных регенераторов. Как видно из рис. 5.31, дистанционное питание в данном случае осуществляется постоянным током по искусственным цепям (с использованием средних точек ЛТр) по системе «провод-провод».

В тракте приема искаженный цифровой линейный сигнал подступает в станционный регенератор (РС), где восстанавливаются основные параметры сигнала (амплитуда, длительность, период следования). На выходе ПК_{пр} восстанавливается униполярный двоичный сигнал, из которого с помощью приемника синхросигнала (ПСС) выделяются сигналы цикловой и сверхцикловой синхронизации, управляющие работой генераторного оборудования приема (ГО_{пр}), а также символы СУВ и ДИ, которые поступают на СУ_{пр} и ДИ_{пр} соответственно.

Декодирующее устройство (Дек) последовательно декодирует кодовые группы отдельных каналов, в результате чего на выходе декодера формируется групповой АИМ сигнал.

В индивидуальной части оборудования приема с помощью временных селекторов (ВС) из последовательности отсчетов группового АИМ сигнала выделяются АИМ отсчеты соответствующего канала. С помощью ФНЧ_{гр} выделяется огибающая последовательности канальных АИМ отсчетов, т. е. восстанавливается исходный аналоговый сигнал, который усиливается в УНЧ_{гр} и через ДС поступает к абоненту.

Работой всех основных узлов оконечной станции управляет генераторное оборудование (ГО_{пер} и ГО_{пр}), формирующее все необходимые импульсные последовательности, следующие с различными частотами (например, с частотой дискретизации F_{∂} , тактовой частотой F_T и др.).

На рис. 5.32 приведены временные диаграммы, поясняющие работу оконечной станции ЦСП при условии безискаженной передачи сигналов и $m = 4$ (контрольные точки указаны на рис. 5.31).

В ЦСП цифровой групповой сигнал представляет собой непрерывную последовательность следующих друг за другом циклов (циклическость передачи заложена в самом принципе временного разделения каналов). Под циклом п е р е д а ч и будем понимать интервал времени, в течение которого передаются отдельные кодовые комбинации (или разряды) всех N каналов системы

передачи и *n_{сл}* символов необходимых служебных сигналов (синхронизации, СУВ, ДИ и др.).

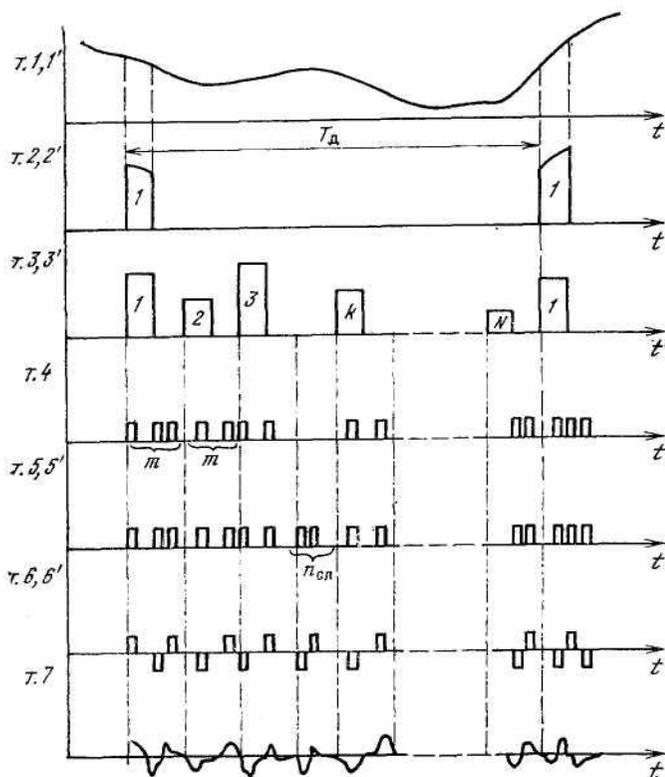


Рис. 5.32. Временные диаграммы работы оконечной станции ЦСП

Для ЦСП, в которых осуществляется аналого-цифровое преобразование (кодирование) сигналов (например, ИКМ-30, ИКМ-15,) длительность цикла T_c выбирается равной периоду дискретизации T_d , т. е. $T_c = T_d = 125$ мкс (при $T_d = 8$ кГц).

Помимо длительности цикла T_c строго регламентируются общее число импульсных позиций и * и их распределение между различными информационными и служебными сигналами. Таким образом, каждая импульсная позиция цикла строго закреплена за сигналами определенного вида.

В базовых ЦСП (например, ИКМ-30) цикл передачи (рис. 5.33) разделяется на $N_{ки}$ канальных интервалов, причем $N_{ки} = N_{инф} + N_{сл}$, где $N_{инф}$ — число информационных интервалов, равное числу каналов N , а $N_{сл}$ — количество служебных канальных интервалов,

* Под импульсной позицией понимается временной интервал, предназначенный для передачи одного двоичного символа (1 или 0).

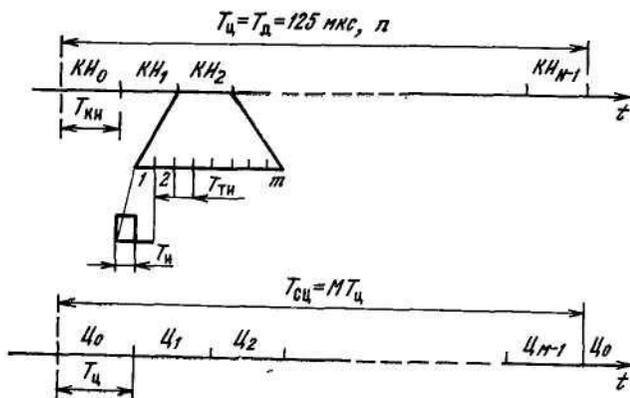


Рис. 5.33. Временной спектр ЦСП

выделенных для передачи служебных сигналов. Обычно принимается следующая нумерация канальных интервалов: $КИ_0, КИ_1, КИ_2, КИ_3, \dots, КИ_{N-1}$. Очевидно, длительность канального интервала $T_{ки} = T_{ц} / N_{ки}$. Каждый из канальных интервалов содержит m импульсных позиций (обычно $m = 8$, так как применяется восьмиразрядный нелинейный код), которые также называют тактовыми интервалами (ТИ). Длительность ТИ, очевидно, $T_{ти} = T_{ки} / m$, а общее число ТИ в цикле передачи $n = m N_{ки}$. В каждом тактовом интервале может быть передан один двоичный символ (1 или 0), причем чаще всего передача импульсов осуществляется со скважностью, равной 2, т. е. длительность импульса (1) $T_{и} = 0,5 T_{ти}$.

Для передачи СУВ всех N телефонных каналов организуется сверхцикл, состоящий из M циклов (см. рис. 5.33). В каждом из циклов сверхцикла в одном из КИ поочередно передаются СУВ, только для одного или двух телефонных каналов. Во втором случае $M = N/2 + 1$ (один цикл сверхцикла используется для передачи сверхциклового синхросигнала). При этом принята следующая нумерация циклов в сверхцикле: $Ц_0, Ц_1, Ц_2, Ц_3, \dots, Ц_{M-1}$. В $Ц_0$ обычно передается сверхцикловой синхросигнал (СЦС), который обозначает начало сверхцикла и обеспечивает правильное разделение СУВ по телефонным каналам на приемной станции. Передача СУВ для всех телефонных каналов в каждом цикле, т. е. без организации сверхцикла, нецелесообразна, так как привела бы к чрезмерному увеличению объема служебной информации, а кроме того, не имеет особого смысла, так как длительность даже самых коротких сигналов управления и взаимодействия в десятки раз превышает длительность цикла передачи. Увеличение же объема служебной информации привело бы к необходимости повышения скорости передачи (при сохранении числа информационных каналов) либо к уменьшению числа информационных каналов (при сохранении скорости передачи).

5.6. ПРИНЦИПЫ синхронизации в ЦСП

В ЦСП с ВРК правильное восстановление исходных сигналов на приеме возможно только при синхронной и синфазной работе генераторного оборудования на передающей и приемной станциях (ГОпер и ГОпр). Учитывая принципы формирования цифрового группового сигнала, рассмотренные выше, для нормальной работы ЦСП должны быть обеспечены следующие виды синхронизации: тактовая, цикловая и сверхцикловая.

Тактовая синхронизация обеспечивает равенство скоростей обработки цифровых сигналов в линейных и станционных регенераторах, кодеках и других устройствах ЦСП, осуществляющих обработку сигнала с тактовой частотой F_T .

Цикловая синхронизация обеспечивает правильное разделение и декодирование кодовых групп цифрового сигнала и распределение декодированных отсчетов по соответствующим каналам в приемной части аппаратуры.

Сверхцикловая синхронизация обеспечивает на приеме правильное распределение СУВ по соответствующим телефонным каналам.

Нарушение хотя бы одного из видов синхронизации приводит к потере связи по всем каналам ЦСП.

На рис. 5.34, *а* показано временное распределение циклов в сверхцикле, формируемом на передаче. При наличии тактовой, цикловой и сверхцикловой синхронизации на приеме временное расположение циклов и сверхциклов, определяемое генераторным оборудованием приема, соответствует расположению на передаче, т. е. не изменяется. При этом осуществляется правильное разделение информационных сигналов и СУВ по соответствующим телефонным каналам. Рассмотрим случаи нарушения цикловой и сверхцикловой синхронизации (при наличии тактовой).

При нарушении цикловой синхронизации (рис. 5.34, *б*) границы циклов на приеме произвольно смещаются по отношению к границам циклов

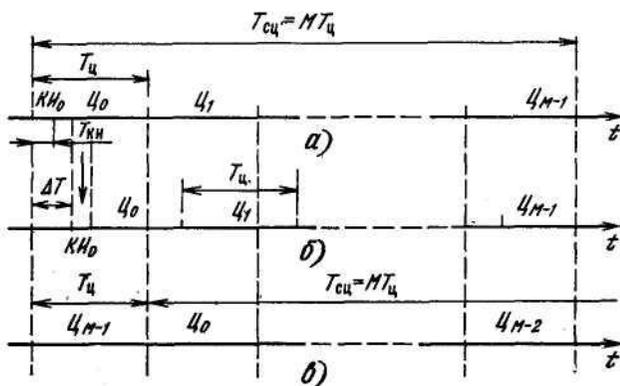


Рис. 5.34. Временной спектр ЦСП при нарушении синхронизации

границам циклов группового сигнала, поступающего на вход приемного оборудования (рис. 5.34, а). Это приводит к неправильному разделению канальных сигналов и СУВ, т. е. к потере связи по всем каналам. В частном случае (если временной сдвиг ΔT окажется кратным $T_{ки}$) может произойти переадресация информации, при которой на выход i -го канала будет поступать информация, относящаяся к некоторому j -му каналу. Очевидно, что нарушение цикловой синхронизации неизбежно приведет к нарушению сверхцикловой синхронизации.

При нарушении сверхцикловой синхронизации, но сохранении тактовой и цикловой границы циклов на приеме и передаче совпадают, но нарушается порядок счета циклов в сверхцикле, т. е. на приеме смещаются границы сверхцикла (рис. 5.34, в). Это приведет на приеме к неправильному распределению СУВ, передаваемых в определенном порядке в сверхцикле, между телефонными каналами. Поскольку СУВ представляет собой набор сигналов, управляющих работой приборов АТС (набор номера, ответ, отбой, разъединение и др.), нарушение сверхцикловой синхронизации также приведет к потере связи по всем каналам. В частных случаях могут быть установлены случайные соединения абонентов, разрушены ранее установленные связи и т. п.

Очевидно, что нарушение тактовой синхронизации делает невозможным установление цикловой и сверхцикловой синхронизации, так как обработка символов цифрового группового сигнала с частотой, отличной от тактовой F_T , приведет к недопустимому возрастанию числа ошибок.

Система тактовой синхронизации включает в себя (рис. 5.3.5) задающий генератор. (ЗГ), входящий в состав ГО передающего оборудования оконечной станции (Пер) и вырабатывающий импульсную последовательность с тактовой частотой F_T и устройства выделения тактовой частоты (ВТЧ), устанавливаемые в том оборудовании, где осуществляется обработка сигнала с частотой F_T : в линейных регенераторах (ЛР), приемном оборудовании (Пр) оконечной станции и др. (см. рис. 5.31).

Сущность одного из наиболее распространенных методов выделения тактовой частоты состоит в том, что из спектра группового цифрового сигнала с помощью ВТЧ, содержащего высокочастотные резонансные контуры, фильтры-выделители или избирательные усилители, выделяется тактовая частота.

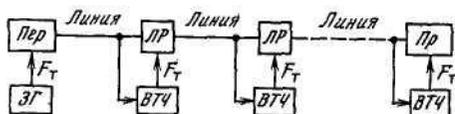


Рис. 5.35. Структурная схема тактовой синхронизации

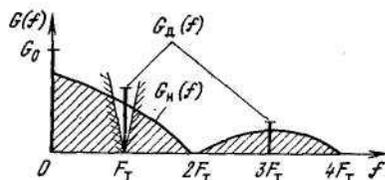


Рис. 5.36. Принцип выделения тактовой частоты

Энергетический спектр случайной униполярной последовательности импульсов, т. е. спектр униполярного цифрового сигнала, содержит как непрерывную $G_H(f)$, так и дискретную $G_D(f)$ составляющую. На рис. 5.36 приведен энергетический спектр униполярного цифрового сигнала при скважности следования импульсов, равной 2, и показано, что с помощью фильтра-выделителя можно выделить первую гармонику частоты следования импульсов, т. е. тактовую частоту F_T , являющуюся одной из составляющих дискретной части спектра.

Такой способ выделения тактовой частоты называется способом пассивной фильтрации (или резонансным). Этот способ характеризуется простотой реализации ВТЧ, но имеет существенный недостаток: стабильность выделения тактовой частоты зависит от стабильности параметров фильтра-выделителя и структуры цифрового сигнала (при появлении длинных серий нулей или кратковременных перерывах связи затрудняется процесс выделения тактовой частоты).

Перспективным для высокоскоростных ЦСП, но более сложным, является способ тактовой синхронизации с применением устройств автоподстройки частоты генератора тактовой частоты приемного оборудования (способ активной фильтрации).

Более подробно схема и особенности работы ВТЧ рассматриваются в следующей главе, поскольку ВТЧ в принципе является одним из узлов регенератора и на рис. 5.35 он вынесен из состава ЛР только для пояснения принципов организации тактовой синхронизации.

Цикловая синхронизация осуществляется следующим образом. На передающей станции в состав группового цифрового сигнала в начале цикла передачи (обычно в КИо) вводится цикловой синхросигнал, а на приемной станции устанавливается приемник синхросигнала (ПСС), который выделяет цикловой синхросигнал из группового цифрового сигнала и тем самым определяет начал цикла передачи. Очевидно, что цикловой синхросигнал должен обладать определенными отличительными признаками, в качестве которых используется заранее определенная и неизменная структура синхросигнала (например, 0011011 в ЦСП ИКМ-30), а также периодичность следования синхросигнала на определенных позициях цикла (например, в КИо через цикл в ЦСП ИКМ-30). Групповой цифровой сигнал в силу случайного характера информационных сигналов такими свойствами не обладает.

К системе цикловой синхронизации предъявляется ряд требований, в частности:

- время вхождения в синхронизм при первоначальном включении аппаратуры и время восстановления синхронизма при его нарушении должно быть минимально возможным;
- приемник синхросигнала должен обладать высокой помехоустойчивостью;
- число символов синхросигнала и частота повторения должны быть минимально возможными.

Эти требования носят противоречивый характер, поэтому приходится принимать компромиссные решения.

Время восстановления синхронизма должно быть минимальным (обычно не более нескольких миллисекунд), так как помимо того, что сбой синхронизма приводит к потере связи, т. е. к ухудшению качества передачи, возможны нарушения работы каналов передачи СУВ, что может, например, привести к разъединению абонентов. Сокращение времени восстановления синхронизма, в частности, может быть достигнуто за счет увеличения числа символов синхросигнала и частоты его повторения, но это неизбежно приведет либо к сокращению информационной части цикла передачи, либо к увеличению скорости передачи цифрового группового сигнала. Чаще всего используется многоуровневый синхросигнал, все символы которого передаются в виде единой синхрогруппы (сосредоточенный синхросигнал).

Когда речь идет о помехоустойчивости приемника синхросигнала, имеется в виду защита как от установления ложного синхронизма, так и от ложного выхода из состояния синхронизма. Это обеспечивает наибольшее среднее время между сбоями синхронизации и может быть достигнуто за счет принятия того или иного решения после анализа ситуации в течение некоторого периода времени, а следовательно, приведет к возрастанию времени восстановления синхронизма.

Рассмотрим принципы работы ПСС со скользящим поиском (рис. 5.37), который выполняет следующие основные функции: установление синхронизма после включения системы в работу; контроль за синхронным состоянием системы в процессе работы; обнаружение сбоя синхронизма; восстановление состояния синхронизма после каждого сбоя.

Основными узлами ПСС являются опознаватель, анализатор и решающее устройство.

Опознаватель содержит регистр сдвига, число разрядов в котором совпадает с числом символов в синхросигнале, и дешифратор (Дш),

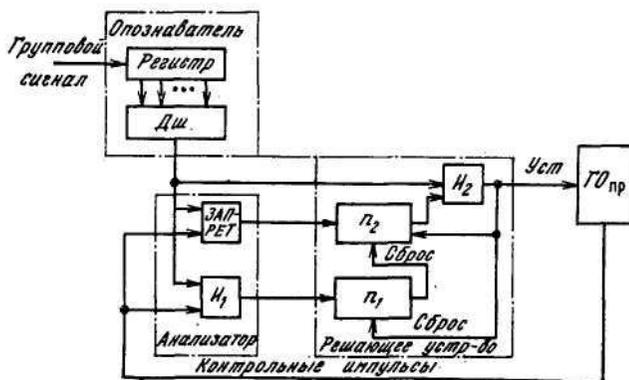


Рис. 5.37. Структурная схема приемника синхросигнала

настроенный на дешифрацию синхросигнала заданной структуры. Как только в регистре сдвига, на вход которого поступает групповой цифровой сигнал, оказывается записанной кодовая комбинация, совпадающая по структуре с принятой структурой синхросигнала, на выходе опознавателя появляется импульс.

Анализатор с помощью контрольного сигнала, поступающего от ГО_{пр}, проверяет соответствие момента появления импульса на выходе опознавателя ожидаемому моменту появления синхросигнала, т. е. осуществляется проверка по периоду следования и времени появления синхросигнала.

Появление импульса на выходе схемы запрета означает отсутствие синхросигнала (сигнала с выхода Дш) в момент поступления контрольного импульса от ГО_{пр}, а появление импульса на выходе схемы И) означает совпадение по времени синхросигнала и контрольного сигнала от ГО_{пр}.

Решающее устройство оценивает выходные сигналы анализатору по определенному критерию, принимает решение о наличии или отсутствии синхронизма и управляет работой ГО_{пр} в процессе вхождения в синхронизм. Решающее устройство содержит накопитель по выходу из синхронизма и накопитель по входу в синхронизм, представляющие собой двоичные счетчики со сбросом.

Накопитель по входу в синхронизм, вход которого соединен с выходом схемы И₁ обеспечивает, защиту ПСС от ложного вхождения в синхронизм в режиме поиска синхросигнала, когда на вход опознавателя поступают случайные комбинации цифрового группового сигнала, совпадающие по структуре с синхросигналом. Обычно емкость накопителя по входу в синхронизм n_1 составляет 2—3 разряда.

Накопитель по выходу из синхронизма, вход которого соединен с выходом схемы запрета анализатора, обеспечивает защиту от ложного выхода из состояния синхронизма, когда из-за ошибок в линейном тракте или по другим причинам происходит кратковременное изменение структуры синхросигнала. Обычно емкость накопителя по выходу из синхронизма n_2 составляет 4—6 разрядов.

Рассмотрим работу приемника синхросигнала. Если система находится в режиме синхронизма, то накопитель по входу в синхронизм будет заполнен, поскольку на выходе схемы И₁ регулярно появляются импульсы, подтверждающие совпадение моментов поступления импульсов с выхода опознавателя и контрольных импульсов от ГО_{пр}. Накопитель по выходу из синхронизма опустошается. Импульсы на выходе опознавателя, соответствующие случайным комбинациям со структурой, аналогичной структуре синхросигнала, не влияют на работу ПСС, так как не совпадают по времени с контрольными импульсами от ГО_{пр}.

Если, например, в результате ошибок в одном из циклов будет искажен синхросигнал, на выходе опознавателя в нужный момент импульс не появи-

ся, в результате чего с выхода схемы запрета в накопитель по выходу из синхронизма поступит импульс.

Однако схема остается в прежнем состоянии, поддерживая ранее установленное состояние синхронизма. Только в том случае, если будут искажены n_2 синхросигналов подряд, т. е. когда полностью заполнится накопитель по выходу из синхронизма, будет принято решение о выходе системы из состояния синхронизма. При этом, если накопитель по входу в синхронизм будет заполнен раньше накопителя по выходу из синхронизма, последний будет сбрасываться в исходное нулевое положение. Таким образом, обеспечивается защита от ложного выхода из синхронизма при кратковременных искажениях синхросигнала.

При длительном нарушении синхронизма накопитель по выходу из синхронизма оказывается заполненным и принимается решение о действительном выходе системы из состояния синхронизма. Начинается поиск нового состояния синхронизма. В этом случае первый же импульс от опознавателя через открытый элемент I_2 переводит ГОпр и накопитель по входу в синхронизм в исходное нулевое состояние, а накопитель по выходу из синхронизма — в состояние, соответствующее (n_2-1) -му импульсу, т. е. уменьшает его содержимое на 1. Если в следующем; цикле моменты появления импульса на выходе опознавателя и импульса от ГОпр не совпадают (это означает, что синхрогруппа оказалась ложной), то вновь заполняется накопитель по выходу из синхронизма, открывается схема I_2 и очередной импульс от опознавателя вновь устанавливает ГОпр и накопители в указанное ранее состояние. Таким образом, обеспечивается защита от ложного установления синхронизма. Этот процесс продолжается до тех пор, пока на выходе опознавателя не появляется импульс, соответствующий истинному синхросигналу. В этом случае через n_1 циклов заполняется накопитель по входу в синхронизм, сбрасывается в нулевое состояние накопитель по входу в синхронизм, сбрасывается в нулевое состояние накопитель по выходу из синхронизма, схема I_2 закрывается, т. е. устанавливается новое состояние синхронизма.

Из анализа работы ПСС следует, что процесс восстановления синхронизма содержит три последовательно выполняемых этапа: обнаружение выхода из синхронизма, поиск синхросигнала и подтверждение нового состояния синхронизма. Соответственно время восстановления синхронизма $t_B = t_{н.вых} + t_n + t_{н.вх}$, где $t_{н.вых}$ — время заполнения накопителя по выходу из синхронизма; t_n — время поиска синхросигнала; $t_{н.вх}$ — время заполнения накопителя по входу в синхронизм.

Недостатки рассмотренного способа построения ПСС заключаются в следующем.

Во-первых, поиск синхросигнала начинается только после окончания процесса заполнения накопителя по выходу из синхронизма, т. е. через $t_{н.вых}$, что приводит к увеличению времени восстановления синхронизма t_B .

Во-вторых, емкости накопителей по входу в синхронизм и выходу из синхронизма (n_1 и n_2) фиксированы, что не позволяет добиваться

оптимальных соотношений между временем восстановления синхронизма и помехоустойчивостью. Если вероятность ошибок в линейном тракте увеличивается (по сравнению с расчетной величиной), то время удержания состояния синхронизма оказывается меньше требуемого. Однако при уменьшении вероятности ошибки возникает запас по времени удержания синхронизма, что свидетельствует о необоснованном увеличении времени восстановления синхронизма.

Первый недостаток может быть устранен, если процессы накопления по выходу из синхронизма и поиска синхросигнала осуществлять параллельно. Для этого схему ПСС, приведенную на рис. 5.37, необходимо дополнить схемой поиска синхросигнала, содержащей собственный анализатор и решающее устройство. Эта схема начинает работать при появлении первого же импульса на входе накопителя по выходу из синхронизма, т. е. не дожидаясь его заполнения, и осуществляет поиск нового состояния синхронизма. Генераторное оборудование будет сохранять предыдущее состояние до тех пор, пока не будет зафиксировано новое состояние синхронизма.

Второй недостаток может быть устранен, если емкости накопителей (n_1 и n_2) сделать величинами переменными, зависящими от вероятности ошибок в линейном тракте. При понижении вероятности ошибок уменьшается емкость накопителя по выходу из синхронизма, а при увеличении вероятности ошибок уменьшается емкость накопителя по входу в синхронизм. Такие приемники синхросигнала называются адаптивными и широко применяются в высокоскоростных отечественных ЦСП.

Работа системы сверхциклового синхронизации, как и работа системы цикловой синхронизации, основана на передаче сверхциклового синхросигнала (СЦС) в одном из циклов сверхцикла (обычно в ЦО). Работа приемника сверхциклового синхросигнала практически не отличается от работы приемника циклового синхросигнала. При этом приемник сверхциклового синхросигнала работает в несколько облегченном режиме, так как установление сверхциклового синхронизма осуществляется после установления синхронизации по циклам, т. е. когда определены границы циклов.

5.7. ГЕНЕРАТОРНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ ЦСП

Как отмечалось выше, все процессы обработки сигналов в ЦСП с ВРК строго регламентированы во времени. Последовательность обработки сигнала в оконечном оборудовании задается генераторным оборудованием.

Генераторное оборудование обеспечивает формирование и распределение импульсных последовательностей, управляющих процессами дискретизации, кодирования (декодирования), ввода (вывода) символов служебных сигналов на определенные позиции цикла передачи и т. д.

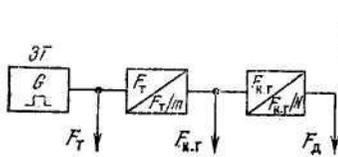


Рис. 5.38. Структурная схема генераторного оборудования

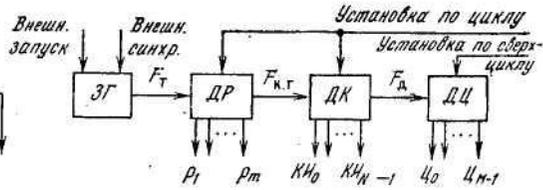


Рис. 5.39. Структурная схема ГО передачи:

ДР — делитель разрядный; ДК — делитель канальный; ДЦ — делитель цикловой; m — разрядность кода; $N_{КИ}$ — общее число канальных интервалов в цикле; M — общее число циклов в сверхцикле

От ГО необходимо получить импульсные последовательные со следующими основными частотами (см. рис. 5.31):

- тактовой частотой $F_T = 1/T_T = F_{д.г} m N_{КИ}$;

- частотой следования кодовых групп (канальных интервалов $F_{к.г} = 1/T_{КИ} = F_{д.г} N_{КИ} = F_T/m$;

частотой дискретизации $F_{д.г} = 1/T_{д.г} = F_T/mN_{КИ}$.

Таким образом, получить необходимые импульсные последовательности можно путем деления тактовой частоты, получаемой от высокостабильного задающего генератора ЗГ (рис. 5.38).

Обычно предусматривается несколько режимов работы ГО:

- внутренней синхронизации, при котором осуществляется работа от высокостабильного автономного ЗГ (с относительной нестабильностью $\pm 10^{-5} \dots 10^{-6}$);

- внешнего запуска, при котором осуществляется работа от внешнего ЗГ;

- внешней синхронизации, при котором осуществляется подстройка частоты ЗГ с помощью ФАПЧ, управляемой внешним сигналом.

Как видно из рис. 5.38, формирование необходимых сигналов в ГО может быть достигнуто последовательным делением тактовой частоты. При формировании группового цифрового сигнала (см. рис. 5.33) необходимо использовать импульсные последовательности, соответствующие отдельным разрядам, каналам и циклам в сверхцикле.

Структурная схема ГО передачи приведена на рис. 5.39. На рис. 5.40 в качестве примера показаны некоторые импульсные последовательности, формируемые на выходе ГО, если $m=4$ и $N_{КИ} = 4$.

Наличие установочных входов обеспечивает (при необходимости) возможность подстройки ГО данной станции к работе ГО другой станции, выбранной за ведущую станцию.

Схемы ДР, ДК и ДЦ легко реализуются на основе счетчиков, регистров, дешифраторов и других логических схем, реализуемых на ИМС. Пример реализации ДР (при $m = 8$) на базе трехразрядного двоичного счетчика

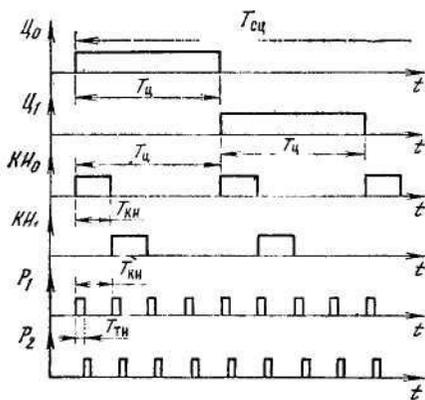


Рис. 5.40. Временные диаграммы работы ГО передачи

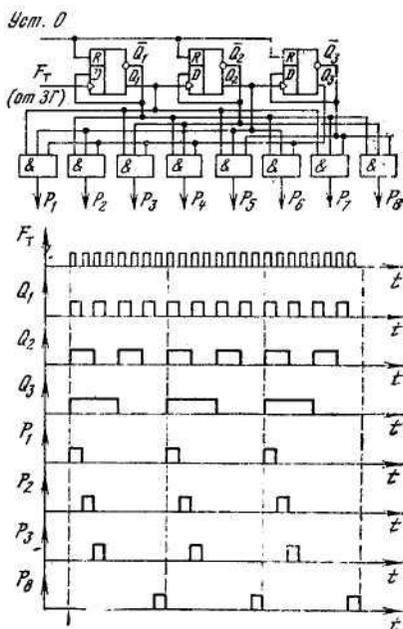


Рис. 5.41. Принципиальная схема делителя разрядов

и дешифратора показан на рис. 5.41, где также приведены временные диаграммы, поясняющие работу ДР. Очевидно, аналогичным образом можно построить ДК (с использованием пятиразрядного двоичного счетчика) в ГО системы ИКМ-30.

Схема ГО приема отличается от схемы ГО передачи (рис. 5.40) следующими особенностями, обеспечивающими работу ГО приема синхронно и синфазно с ГО передачи. Во-первых, импульсная последовательность с тактовой частотой F_T будет поступать на вход ДР не от ЗГ, а от схемы выделения тактовой частоты. Во-вторых, установка ГО приема по циклу и сверхциклу осуществляется с помощью сигналов, поступающих от приемника синхросигналов.

5.8. ВРЕМЕННОЕ ГРУППООБРАЗОВАНИЕ

Иерархия ЦСП с ИКМ. Структура первичной сети предопределяет объединение и разделение потоков передаваемой информации, поэтому используемые на ней системы передачи строятся по иерархическому принципу. Применительно к цифровым системам этот принцип заключается в том, что число каналов ЦСП, соответствующей данной ступени иерархии, больше числа каналов ЦСП предыдущей ступени в целое число раз. Система передачи, соответствующая первой ступени, называется первичной; в этой ДСП

осуществляется прямое преобразование относительно небольшого числа первичных сигналов в первичный цифровой поток. Системы передачи второй ступени иерархии объединяют определенное число первичных потоков во вторичный цифровой поток и т.д.

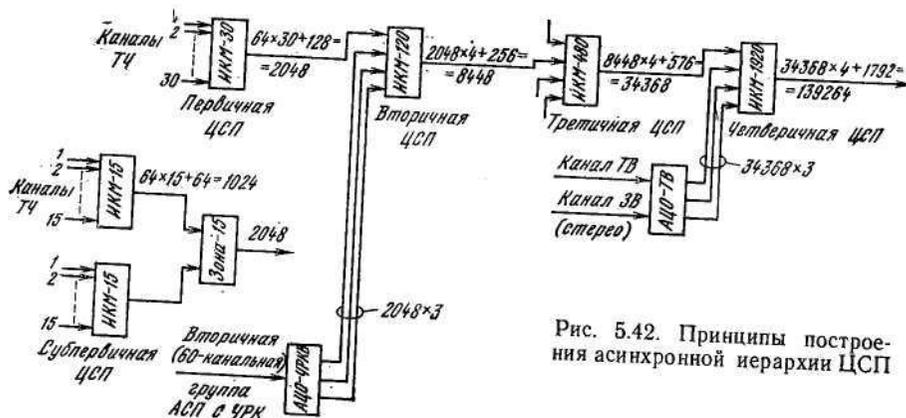


Рис. 5.42. Принципы построения асинхронной иерархии ЦСП

Таким образом, если на данной станции первичной сети необходимо установить ЦСП с ИКМ с относительно большим числом каналов, на ней устанавливают аппаратуру соответствующего числа первичных, вторичных и т. д. цифровых систем передачи. Системы, построенные таким способом, называют ЦСП с временным группообразованием. Эти системы помимо обеспечения потребностей сети позволяют использовать на первой ступени групповые коды с приемлемыми скоростями работы.

Системы передачи с ЧРК также стараются по иерархическому принципу, но в отличие от ЦСП с ИКМ для них ступенями иерархии являются не сами системы передачи, а типовые группы каналов. Системы передачи проектируются на числа каналов, кратные типовым группам.

В рекомендациях МККТТ представлено несколько типов иерархий ЦСП с ИКМ: европейская, североамериканская и японская. К 1990 г. МККТТ разработал рекомендации по единой (всемирной) синхронной цифровой иерархии (СЦИ), позволяющей объединять цифровые потоки, образованные системами передачи, входящими в любую существующую иерархию.

Цифровые системы передачи с ИКМ, используемые на нашей первичной сети, соответствуют европейской иерархии, рекомендованной МККТТ. На рис. 5.42 отмечены ступени иерархии, указаны типы соответствующих им ЦСП, а также скорости цифровых потоков. Во всех потоках отводятся специальные позиции для передачи служебных сигналов, что также указано на рисунке. Например, скорость вторичного потока, равная $2048 \times 4 + 256 = 8448$ кбит/с, определена скоростями четырех первичных потоков (по 2048 кбит/с) и служебной информацией (256 кбит/с). Попутно заметим, что информация, передавае-

мая по одному каналу ТЧ, преобразуется в цифровой поток со скоростью 64 кбит/с, соответствующий основному цифровому каналу (ОЦК).

На рис. 5.42 указаны также системы передачи, не входящие непосредственно в иерархию ЦСП с ИКМ.

Это, во-первых, субпервичная система ИКМ-15, преобразующая сигналы 15 каналов ТЧ в цифровой поток со скоростью 1024 кбит/с. Цифровые потоки двух систем ИКМ-15 могут быть объединены устройством объединения «Зона-15» в первичный цифровой поток. Во-вторых, это аналого-цифровое оборудование АЦО-ЧРКВ, которое преобразует сигналы типовой вторичной группы каналов (60-канальной) системы передачи с ЧРК в три первичных цифровых потока. В-третьих, на рисунке отмечено аналого-цифровое оборудование АЦО-ТВ, позволяющее преобразовывать канал телевизионного вещания и два канала звукового сопровождения (или один стерео) в три третичных цифровых потока. Существуют и другие виды оборудования, имеющие ограниченное применение и не показанные на рисунке.

Параметры цифровых потоков, получаемых на тех или иных ступенях иерархии, должны соответствовать рекомендациям МККТТ. Это позволяет унифицировать оборудование первичной сети и облегчает организацию международных связей.

Скорости цифровых потоков одной и той же ступени иерархии, но образуемых ЦСП, расположенными на различных станциях сети, могут несколько отличаться друг от друга в пределах допустимой нестабильности задающих генераторов. Это требует принятия специальных мер при объединении потоков в поток более высокой ступени иерархии, что заметно усложняет эксплуатацию первичной сети связи в целом и снижает ее качественные показатели. Системы иерархии, где объединяются потоки с небольшими расхождениями скоростей, называют плезиохронными (ПЦИ). Если же обеспечить синхронность объединяемых потоков, то резко упрощается техника их объединения и разделения. Кроме того, обеспечивается прямой доступ к компонентам составляющих потоков без разделения общего, а также появляются заметные преимущества эксплуатации и технического обслуживания сети связи, подробно рассмотренные в специальной литературе.

В разработанной системе с и н х р о н н о й цифровой иерархии {СЦИ) скорость передачи на первой ступени установлена равной 155 520 кбит/с, что выше верхней скорости европейской ПЦИ (139 264 кбит/с, см. рис. 5.42). Установлены также скорости высших ступеней: второй— $155\,520 \times 4 = 622\,080$ кбит/с и третьей — $622\,080 \times 4 = 2\,488\,320$ кбит/с. Кроме того, рассматривается вопрос об установлении скоростей передачи ниже первой ступени, что позволит получить преимущества СЦИ на современных спутниковых и радиорелейных линиях связи, где скорости цифровых потоков обычно не превыша-

ют 60 000 кбит/с. Объединение плезиохронных цифровых потоков в синхронные осуществляется с добавлением довольно большого объема служебной информации. Например, для четверичного потока эта добавка составляет $155,520 - 139\,264 = 16\,256$ кбит/с. Большие объемы служебной информации позволяют поднять эксплуатационное и техническое обслуживание сети на качественно новый уровень.

Принципы объединения и разделения цифровых потоков. Принятая структура построения ЦСП с временным группообразованием реализуется посредством объединения и разделения тем или иным способом типовых цифровых потоков. Сущность любого способа объединения заключается в том, что информация, содержащаяся в поступающих потоках, записывается в запоминающие устройства, а затем поочередно считывается в моменты, отводимые ей в объединенном потоке. Различают объединение **с и н ф а з н о - с и н х р о н н ы х**, **с и н х р о н н ы х** и **а с и н х р о н н ы х** (плезиохронных) потоков. В первом случае совпадают не только скорости объединяемых потоков, но и начала их отсчетов. Синфазно-синхронные потоки получаются, например, на выходах оборудования АЦО-ЧРКВ или АЦО-ТВ. Во втором случае скорости потоков совпадают, но их начала отсчетов произвольно смещены друг относительно друга. Это заставляет вводить в объединенный поток специальный синхросигнал, указывающий порядок объединения: после синхросигнала передается информация первого объединяемого потока, затем — второго и т. д. В наиболее общем случае объединения асинхронных (плезиохронных) потоков в объединенный поток помимо синхросигнала, указывающего порядок объединения, вводится служебная информация, обеспечивающая необходимое согласование скоростей объединяемых потоков.

Операции разделения потоков являются обратными операциям объединения: информация объединенного потока записывается в запоминающие устройства, соответствующие исходным потокам, а затем считывается со скоростями, равными скоростям объединяемых потоков.

В большинстве случаев объединение потоков осуществляется посимвольно, т. е. считывание информации из запоминающих устройств при объединении происходит по разрядам: вначале считывается и передается разряд первого потока, затем — второго и т.д.; после считывания разряда последнего из объединяемых потоков вновь считывается очередной разряд первого, т. е. цикл повторяется. Возможно объединение и по группам символов. Например, в объединенном потоке можно вначале передать все символы, относящиеся к каналу или циклу передачи первого потока, затем — такую же группу символов второго и т. д. При этом оборудование объединения и разделения приобретает некоторые положительные свойства, однако объединение по группам символов требует увеличения объема памяти оперативных запоминающих устройств пропорционально числу объединяемых групп символов, что сдерживает распространение подобных методов объединения. Следует отметить, что системы СЦИ используют побайтное объединение (в объединенном потоке последовательно передаются байты — восьмиразрядные

группы символов объединяемых потоков). Такой способ объединения определяется тем, что в этих ЦСП используется элементная база, общая с элементной базой быстродействующих ЭВМ, в которых обработка информации осуществляется побайтно. В данной книге рассмотрение методов объединения и разделения цифровых потоков ограничено наиболее распространенным случаем – посимвольным.

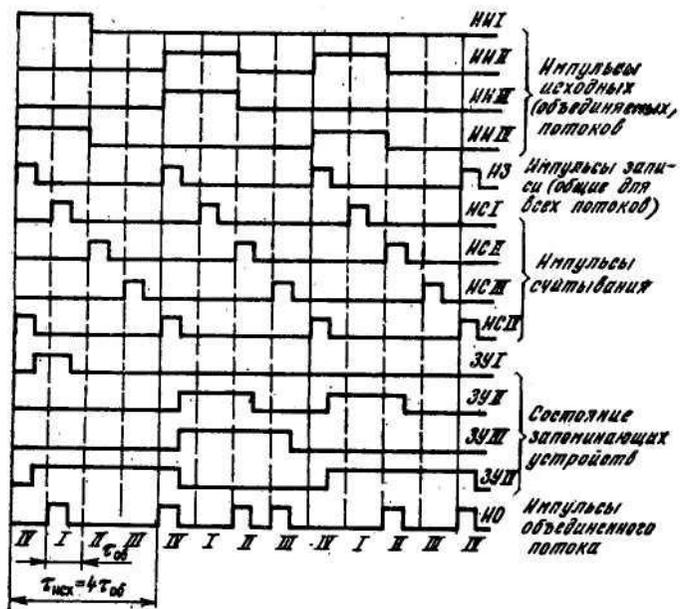


Рис. 5.43. Временные диаграммы при синфазно-синхронном объединении цифровых потоков

Синфазно-синхронное объединение и разделение потоков. На рис. 5.43 представлена серия осциллограмм работы оборудования синфазно-синхронного объединения четырех цифровых потоков. На рисунке $T_{исх}$ — тактовый интервал объединяемых потоков; $T_{об} = T_{исх} / 4$ — тактовый интервал объединенного потока. Длительности импульсов, как это видно на рисунке, равны половинам соответствующих тактовых интервалов.

Импульсы объединяемых (исходных) потоков ИИ I—ИИ IV записываются в соответствующие запоминающие устройства ЗУ I—ЗУ IV в моменты, определяемые импульсами записи ИЗ, общими для всех устройств. Записанная информация считывается на общую для всех ЗУ нагрузку, на которой и образуется объединенный поток ИО. Считывание происходит в моменты поступления соответствующих импульсов считывания ИС I—ИС IV. После считывания информации ЗУ освобождается («обнуляется»). Таким образом, достаточная емкость памяти ЗУ составляет одну ячейку (один бит). Очевидно, если осуществлять не посимвольное, а какое-либо другое объединение потоков, например

побайтное, то память ЗУ должна быть соответственно увеличена. Процесс разъединения потоков — обратный и не требует специальных пояснений.

На рис. 5.44 приведена структурная схема устройств синфазно-синхронного объединения и разделения потоков, работающая в соответствии с осциллограммами рис. 5.43.

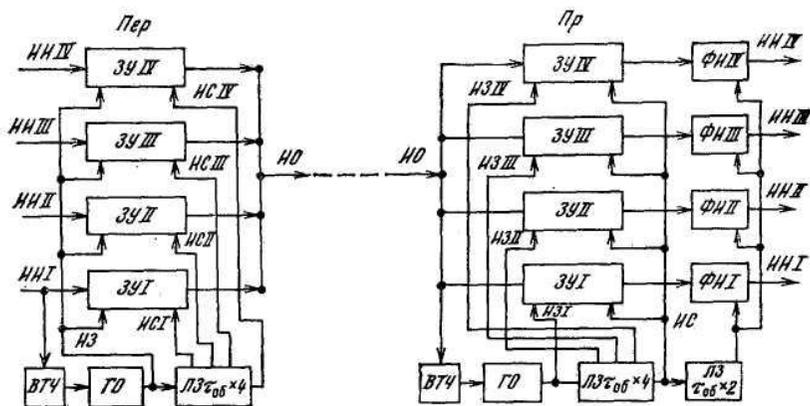


Рис. 5.44. Схема устройства синхронно-синфазного объединения и разделения цифровых потоков

Следует заметить только, что при считывании информации из различных ЗУ устройства разделения импульсы получаются различной длительности. Номинальную длительность импульсов разделенных потоков обеспечивают устройства формирования импульсов (ФИ). Начала сформированных ими импульсов соответствуют моментам поступления импульсов на их основные входы, а окончания — последовательности, подаваемые на дополнительные («обнуляющие») входы. В данном случае длительности сформированных импульсов приняты равными длительностям исходных $2\tau_{об}$ (см. рис. 5.43). Генераторные устройства (ГО) управляются импульсами, получаемыми от выделителей тактовой частоты (ВТЧ). На этом рисунке (и на последующих) из методических соображений не исключены устройства, формирующие импульсные последовательности, дублирующие друг друга. Так, в передающем устройстве (Пер) не требуется формировать специально последовательность НСIV, поскольку она совпадает с последовательностью ИЗ (см. рис. 5.43), и т. д.

Синхронное объединение. При объединении синхронных, но не синфазных потоков приходится вводить специальный сигнал синхронизации, указывающий порядок размещения информации в общем потоке. Иными словами, объединенный поток должен содержать характерный сигнал, после которого идет символ первого объединяемого потока, затем — второго и т. д. Очевидно, что с учетом возможности ошибок в процессе приема этот сигнал необходимо периодически повторять. Заметим также, что помимо сигнала синхронизации в объединенный поток приходилось вводить и другую служебную информацию. С учетом сказанного в действующих системах принято передавать два (или

три) импульса (бита) служебной информации через несколько десятков импульсов (бит) информации каждого из объединяемых потоков.

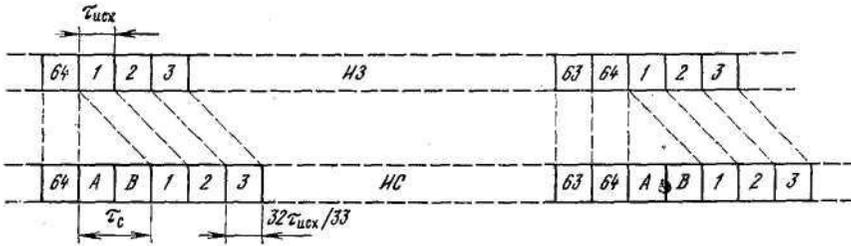


Рис. 5.45. Временные диаграммы при синхронном объединении цифровых потоков

Это заставляет и передавать записанную информацию несколько быстрее, чем происходит запись, чтобы успеть передать служебную информацию. Сказанное иллюстрирует рис. 5.45, в верхней части которого показана импульсная последовательность записи некоторого исходного потока, а в нижней — импульсная последовательность его считывания, имеющая период следования меньше в $(64 + 2)/64 = = 33/32$ раза, что отвечает параметрам вторичной ЦСП типа ИКМ-120. В моменты прохождения служебной информации (импульсы А, В) импульсы считывания отсутствуют, таким образом в последовательности ИС периодически осуществляется пропуск двух импульсов, называемый временным сдвигом. Этот сдвиг в данном случае имеет, очевидно, длительность τ_c , равную $\tau_{исх} \times 2 \times 32/33$. Функциональная схема оборудования синхронного объединения и разделения потоков имеет вид, показанный на рис. 5.46.

Генераторное оборудование устройства объединения состоит из

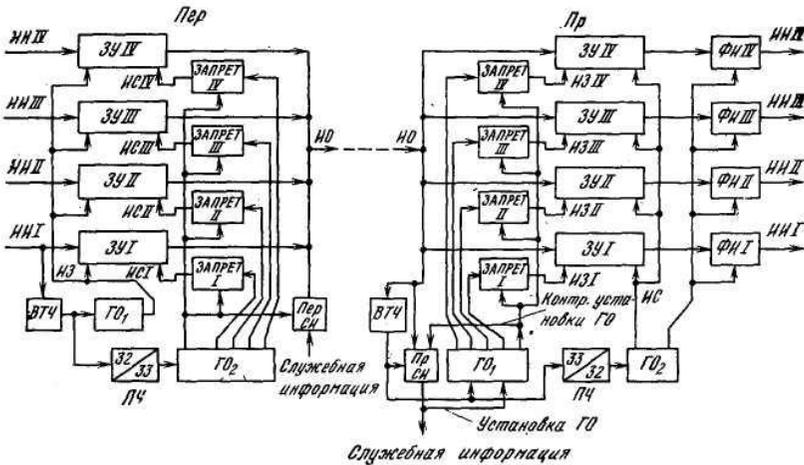


Рис. 5.46. Схема устройства синхронного объединения и разделения цифровых потоков

двух частей: ГО₁ и ГО₂. Первое управляется сигналом тактовой частоты от ВТЧ, подключаемого к любому из объединяемых потоков (потоки синхронны), и вырабатывает импульсную последовательность записи ИЗ, подаваемую на все ЗУ. Считывание осуществляется посредством последовательностей ИС₁—ИС₄, вырабатываемых ГО₂, которое получает тактовый сигнал от преобразователя частоты (ПЧ), повышающего тактовую частоту объединяемых потоков в 33/32 раза. Считывающие последовательности ИС₁—ИС₄ поступают на ЗУ₁—ЗУ₄ соответственно через логические ячейки ЗАПРЕТ₁ — ЗАПРЕТ₄, которые прекращают подачу ИС в моменты, предназначенные для передачи сигналов служебной информации, вырабатываемых передатчиком этих сигналов (ПерСИ).

В устройстве разделения (Пр) осуществляются обратные операции. Заметим только, что приемник сигналов служебной информации (ПрСИ) устанавливает порядок подачи последовательностей импульсов записи ИЗ₁—ИЗ₄, вырабатываемых ГО₁ после импульсов служебной информации генерируется импульс ИЗ₁, затем через время $\tau_{об}$ — импульс ИЗ₂ и т. д. Посредством ячеек ЗАПРЕТ₁ — ЗАПРЕТ₄ запись ИО в ЗУ не производится в те моменты, которые отведены для передачи служебной информации. Импульсная последовательность, подаваемая на «обнуляющие» входы формирователей импульсов ФИ₁ — ФИ₄, является последовательностью считывания ИС, задержанной на половину периода тактовой частоты исходного потока $\tau_{исх}/2$.

Сравнивая устройства синфазно-синхронного (см. рис. 5.44) и синхронного (см. рис. 5.46) объединения потоков, можно заметить, что второй способ реализуется в результате некоторого усложнения генераторного оборудования по сравнению с первым. Кроме того, при синхронном объединении потоков необходимо увеличить по сравнению с синфазно-синхронным способом емкость памяти всех ЗУ на две ячейки, т. е. обеспечить хранение информации исходных потоков на время передачи (приема) сигналов служебной информации.

Асинхронное объединение. Цифровые системы передачи, потоки которых подлежат объединению, часто имеют автономное генераторное оборудование, обладающее некоторой нестабильностью частоты. Эта нестабильность невелика, поэтому объединяемые потоки называют плезиохронными («как бы синхронными»). Вначале предположим, что импульсные последовательности считывания устройств объединения потоков имеют скорость, превышающую скорость записи больше чем. в 33/32 раза (для ранее рассмотренного примера с системой передачи ИКМ-120). Тогда, как это показано на рис. 5.47, а, к временному сдвигу τ_c будет добавляться постоянно увеличивающаяся в р е м е н н а я н е о д н о р о д н о с т ь $\tau_{но}$. Через несколько сотен периодов по 64 импульса исходного потока (скорости потоков мало отличаются друг от друга) временная неоднородность достигает величины $32\tau_{исх}/33$ (отмечена звездочкой) и возникает необходимость в выравнивании (согласовании) фаз импульсных последовательностей записи и считывания.

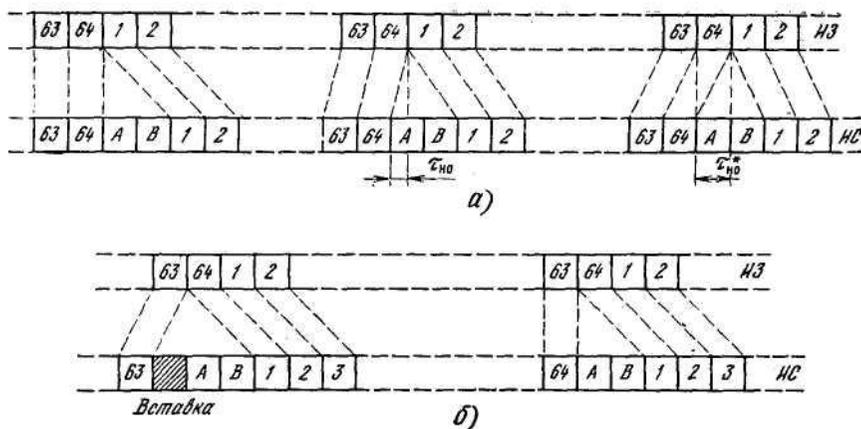


Рис. 5.47. Временные диаграммы при асинхронном объединении цифровых потоков (положительное согласование)

и считывания. Очевидно, согласование можно осуществить, задержав процесс считывания на одну позицию, т. е. исключив из соответствующей последовательности импульсов считывания ИС в данный момент 64-й импульс (рис. 5.47, б). Позиция, соответствующая исключенному импульсу, называется вставкой (стаффингом), а сам процесс такого вида — торможением или положительным согласованием скоростей. Очевидно, что в момент торможения происходит перемещение места передачи служебных символов: раньше они передавались между 64-й и 1-м символами, а теперь будут передаваться между 63-м и 64-м. Если расхождение скоростей сохранит свой характер, то через некоторое время в результате аналогичного процесса символы А и В переместятся и окажутся между 62-м и 63-м символами и т. д.

Рассмотрим случай, когда скорость считывания оказывается недостаточной. На рис. 5.48, а показано, что при этом происходит постепенное увеличение отрицательной временной неоднородности $\tau_{но}$ вплоть до величины $32\tau_{исх}/33$ (отмечена звездочкой). Недостаток скорости считывания приходится компенсировать тем, что очередной (64-й) импульс объединяемого потока приходится передавать вместо импульса служебной информации В (рис. 5.48, б). Такой процесс называется отрицательным согласованием скоростей.

Управление согласованием скоростей осуществляется посредством команд согласования скоростей (КСС), которые вырабатываются в оборудовании объединения по мере достижения временной неоднородностью критического значения $32\tau_{исх}/33$. В оборудование разделения потоков эти команды поступают на определенных позициях, отведенных для передачи служебной информации. Итак, на служебных позициях передаются:

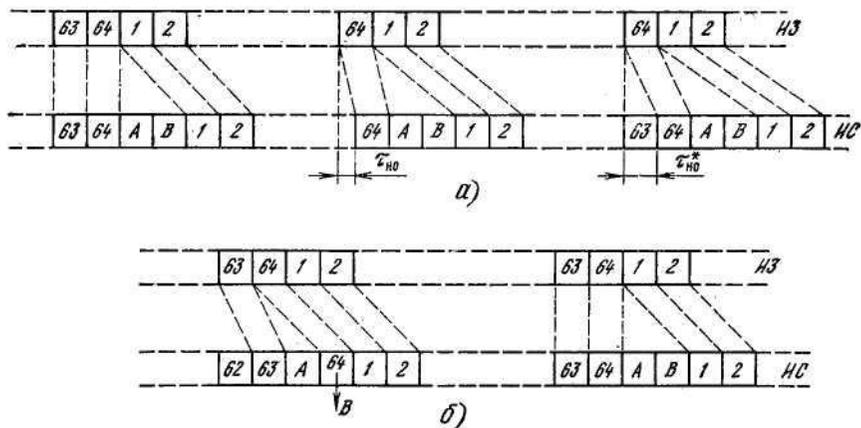


Рис. 5.48. Временные диаграммы при асинхронном объединении цифровых потоков (отрицательное согласование)

синхросигнал объединенного потока, команды согласования скоростей каждого из объединяемых потоков и информация, которая не успевает быть передана в потоке при отрицательном согласовании скоростей.

Наиболее часто используется система двустороннего согласования скоростей, т. е. в устройствах объединения и разделения потоков предусматривается возможность как положительного, так и отрицательного согласования. Несмотря на относительную сложность по сравнению с системой одностороннего согласования в системе с двусторонним согласованием существенно снижается частота передачи КСС, а значит, и понижается вероятность ошибок согласования. Заметим, что ошибка в согласовании скоростей приводит к потере синхронности передачи данного исходного потока и, следовательно, к перерыву связи. Поэтому при передаче КСС принимаются специальные меры: для повышения помехозащищенности команд каждый бит информации КСС утраивается, что позволяет правильно восстанавливать команду на приеме, даже если один из ее символов будет принят неправильно, а также применяется специальный алгоритм обработки принятых команд, позволяющий исключать ошибки согласования, даже если отдельные КСС будут опознаны неверно.

На рис. 5.49 показаны блоки асинхронного сопряжения (БАС) передающего и приемного оборудования, относящиеся к одному из объединяемых потоков. Последовательность ИЗ в передающем оборудовании (БАС_{пер}) вырабатывается в ГО₁ управляемом тактовой частотой данного потока ИИ. Импульсы считывания ИС вырабатываются в ГО₂, общем для всех БАС_{пер} данной станции, имеющем автономный задающий генератор. Разность скоростей ИЗ и ИС анализируется фазовым детектором (ФД), подающим по необходимости

Рассмотренные выше схемы несколько упрощены. В реальных случаях в состав БАС вводятся устройства, анализирующие характер изменения $T_{но}$, что резко понижает вероятность ложного срабатывания Пр КСС. а также устройства, подавляющие фазовые дрожания ГУН.

Временной спектр вторичной ЦСП с ИКМ. Временной спектр (цикл передачи) вторичной ЦСП с ИКМ (ИКМ-120) является типичным для всех ЦСП с ИКМ высших ступеней плездохронной иерархии. Цикл передачи имеет длительность 125 мкс и состоит из 1056 позиций. Цикл разделен на четыре субцикла, одинаковых по длительности (рис. 5.50). Первые восемь позиций первого субцикла заняты комбинацией 111001100, представляющей собой цикловой синхросигнал объединенного потока. Остальные 256 позиций первого субцикла (с 9-й по 264-ю включительно) заняты информацией посимвольно объединенных исходных потоков, номера которых отмечены на рисунке под номерами позиций. Первые четыре позиции второго субцикла заняты первыми символами КСС объединяемых потоков, а следующие четыре — сигналами служебной связи. Вторые и третьи символы КСС (команда положительного согласования имеет вид 111, а отрицательного — 000) занимают первые четыре позиции субциклов III и IV (см. рис. 5.50). Позиции 5-8 субцикла III используются для передачи сигналов дискретной информации (две позиции), аварийных сигналов (одна позиция) и вызова по каналу служебной связи (одна позиция). Наконец, в субцикле IV на позициях 5- 8 передается информация объединяемых

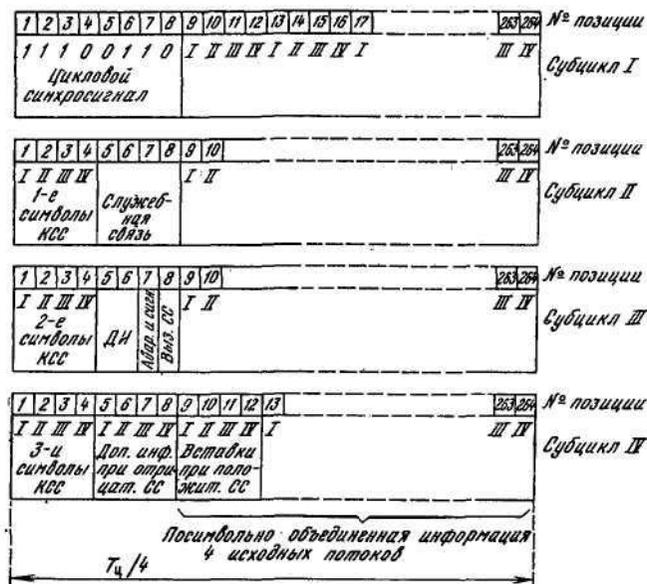


Рис. 5.50. Временной спектр ЦСП ИКМ-120

информация объединяемых потоков при отрицательном согласовании скоростей. При положительном согласовании исключаются позиции 9—12 субцикла IV. Поскольку операция согласования скоростей осуществляется не чаще, чем через 78 циклов, позиции 5—8 субцикла IV, предназначенные для передачи информации при отрицательном согласовании, большую часть времени свободны и используются для передачи информации о промежуточных значениях и характере изменения $t_{но}$. Таким образом, из общего числа позиций, равного 1056, информационными являются 1024 ± 4 позиции.

Разделение цикла передачи на несколько субциклов имеет следующие преимущества. Во-первых, это позволяет разнести во времени символы КСС, что повышает защищенность этих команд от импульсных помех, поскольку импульсные помехи обычно группируются в пакеты, воздействующие на несколько следующих друг за другом импульсов. Во-вторых, поскольку при приеме служебной информации прекращается считывание информации из ЗУ, выделяемый информационный поток обладает неравномерностью, которая должна сглаживаться системой ФАПЧ ($ГО_2$). Работа ФАПЧ сопровождается фазовыми флуктуациями импульсов выделенного потока, которые снижаются, если снижается неравномерность, а она тем меньше, чем больше субциклов содержится в цикле передачи. Наконец, в-третьих, задержка считывания информации объединяемых потоков из ЗУ как на передаче, так и на приеме на время прохождения служебной информации заставляет увеличивать емкость памяти ЗУ. Очевидно, что это увеличение тем меньше, чем больше субциклов содержится в цикле, и составляет для рассматриваемого случая две ячейки плюс еще одна на время проверки КСС на отсутствие ошибок. Общее число ячеек ЗУ существующих ЦСП составляет от пяти до восьми и должно быть увеличено по крайней мере втрое при отсутствии деления цикла передачи на субциклы.

Глава 6. ЛИНЕЙНЫЙ ТРАКТ ПРОВОДНЫХ ЦСП

6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

На вход линейного тракта ЦСП (рис. 6.1) поступает двоичный сигнал, в котором символам 0 и 1 соответствуют импульсы и паузы. На передаче с помощью преобразователя кода (ПКпер) двоичный сигнал преобразуется в цифровой импульсный сигнал, удобный для передачи по проводным линиям связи. Для увеличения дальности действия ЦСП линия разбита на регенерационные участки, между которыми установлены необслуживаемые или

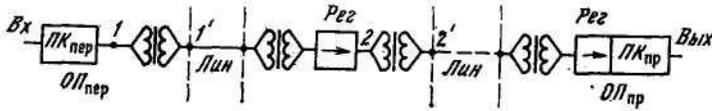


Рис. 6.1. Структурная схема линейного тракта ЦСП

обслуживаемые регенерационные пункты (НПП, ОРП). Назначение регенераторов (Рег), размещенных на этих пунктах, состоит в восстановлении формы передаваемых импульсных сигналов. С большой степенью вероятности можно считать, что сигналы в точках 1 и 2 (см. рис. 6.1) точно совпадают друг с другом. На приемном конце кроме восстановления формы импульсных сигналов осуществляется обратное преобразование импульсного цифрового сигнала в двоичный, для чего используется ПКпр.

Непременными узлами окончного и промежуточного оборудования СП являются согласовывающие трансформаторы, включаемые между входом (выходом) аппаратуры связи и линией. Они обеспечивают равенство входного или выходного сопротивлений приемопередающей части оборудования и волнового сопротивления линии, что уменьшает энергию отраженных волн от ее концов и, следовательно, улучшает условия прохождения импульсного цифрового сигнала по регенерационному участку. Кроме того, в случае симметричных кабелей с помощью согласовывающих трансформаторов обеспечивается необходимое переходное затухание на ближний и дальний конец, облегчается организация служебной связи и дистанционного питания НПП.

Рассмотрим процесс прохождения импульсных сигналов по регенерационному участку. Линия связи характеризуется четырьмя первичными параметрами: километрическим сопротивлением проводов R , емкостью между проводами C , индуктивностью L и проводимостью изоляции G . Для рассмотрения искажений формы импульсов обычно учитываются только R и C , в результате чего получается простейшая модель линии, приведенная на рис.6.2,а. Здесь $R_{\text{лин}} = Rl$, $C_{\text{лин}} = Cl$, где l — длина линии.

Переходные процессы связаны с зарядом $C_{\text{лин}}$ через $R_{\text{лин}}$, так что $u_{\text{вых}} = U[1 - \exp(-t/\tau_{\text{лин}})]$, причем $\tau_{\text{лин}} = R_{\text{лин}} C_{\text{лин}}$ (рис. 6.2,б).

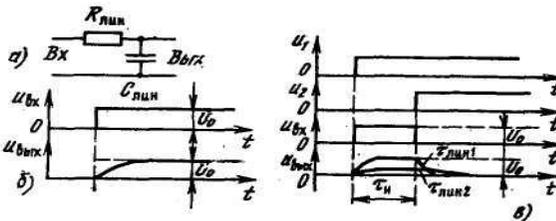


Рис. 6.2. К анализу процесса прохождения импульсов по линии связи

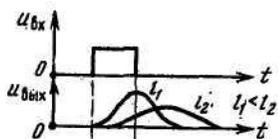


Рис. 6.3. Зависимость формы импульсов от длины линии связи

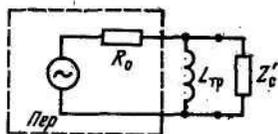


Рис. 6.4. Эквивалентная схема замещения линейного трансформатора

Импульс можно представить как разность двух ступенчатых функций $u_1(t)$ и $u_2(t)$ (рис. 6.2, в), и $u_{\text{вых}}(t)$ является разностью двух переходных процессов. Длительность $u_{\text{вых}}(t)$ превышает длительность входного сигнала τ_u . С увеличением длины линии l увеличивается постоянная времени $\tau_{\text{лин}}$, что приводит к возрастанию длительности импульсов на выходе линии и уменьшению их высоты, как изображено на рис. 6.2, в, где $\tau_{\text{лин}1} < \tau_{\text{лин}2}$. Если же принимать в расчёт все первичные параметры линии и учитывать, их распределенный характер, то форма искаженного выходного импульса приближается к гауссовской кривой, как показана на рис. 6.3, причем с увеличением l уменьшается высота импульса и возрастает его длительность. Такие искажения формы импульсов называются **линейными искажениями первого рода**. Так как затухание линии возрастает с увеличением частоты, можно считать, что линейные искажения первого рода связаны с подавлением высокочастотных компонент импульсных сигналов.

Рассмотрим влияние согласовывающих трансформаторов на прохождение импульсных сигналов. Эквивалентная схема, отражающая условия прохождения низкочастотных компонент этих сигналов, изображена на рис. 6.4. Здесь $L_{\text{ТР}}$ — индуктивность первичной обмотки; R_0 — выходное сопротивление передающей части аппаратуры связи; Z'_c — приведенное к первичной обмотке трансформатора характеристическое сопротивление линии. Данная схема плохо пропускает низкочастотные компоненты сигналов. Переходный процесс (рис. 6.5, а) определяется постоянной времени $\tau_{\text{ТР}} = L_{\text{ТР}} / (R_0 // Z'_c)$. На рис. 6.5, б показана форма импульсного сигнала на выходе согласовывающего трансформатора как разность двух переходных процессов. Характерная особенность

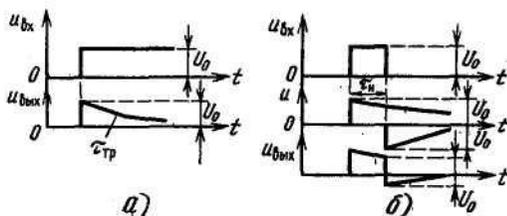


Рис. 6.5. К анализу искажений формы импульсов за счет влияния линейного трансформатора

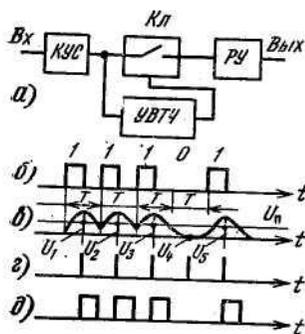


Рис. 6.6. К анализу работы регенератора

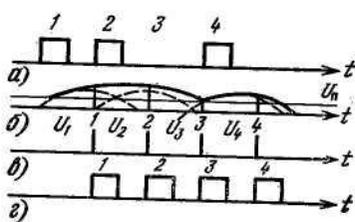


Рис. 6.7. Возникновение ошибок в работе регенератора из-за линейных искажений первого рода

искажения формы импульса состоит в том, что возникает длительное последствие, причем $\tau_u < \tau_{гр}$. Такие искажения носят название линейных искажений второго рода. Они связаны с подавлением низкочастотных компонент импульсного сигнала.

Рассмотрим принцип работы регенератора (рис. 6.6, а). На временных диаграммах (рис. 6.6, б и в) показаны идеальный и искаженный двоичные сигналы, причем последний действует на входе регенератора. С помощью корректирующего усилителя (КУС) происходят усиление и частичное восстановление формы импульсного сигнала. Устройство выделения тактовой частоты (УВТЧ) вырабатывает последовательность стробирующих импульсов, следующих с частотой $f_T = 1/T$ (рис. 6.6, г). В моменты действия этих импульсов замыкается ключ (Кл) и отсчеты сигнала U_1, U_2, U_3, \dots проходят в решающее устройство (РУ). Здесь происходит сравнение напряжений U_i с пороговым напряжением U_n . Если $U_i > U_n$, то на выходе РУ появляется стандартный импульс, в противном случае на выходе РУ формируется пауза (рис. 6.6, д). Таким образом, регенератор восстанавливает форму исходного цифрового импульсного сигнала (отличие заключается в небольшом временном запаздывании, что несущественно).

В работе регенератора возможны ошибки. Рассмотрим влияние искажений первого рода на процесс возникновения ошибок. На рис. 6.7, а—в изображены неискаженный двоичный сигнал, сигнал, действующий на выходе КУС, и тактовая последовательность импульсов, выработанная УВТЧ. В момент действия третьего импульса тактовой последовательности отсчет суммарного напряжения на входе РУ $U_3 > U_n$ и вместо паузы в двоичном сигнале на выходе РУ появляется импульс, т. е. в процессе регенерации возникла ошибка (рис. 6.7, г).

Рассмотрим влияние линейных искажений второго рода на возникновение ошибок в работе регенератора. Для этого сравним неискаженный двоичный

сигнал и сигнал, действующий на выходе согласовывающего трансформатора в точке I' (см. рис. 6.1).

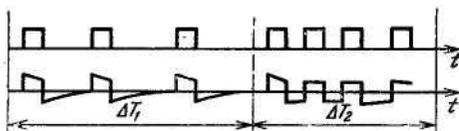


Рис. 6.8. Возникновение ошибок в работе регенератора из-за линейных искажений второго рода

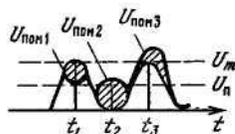


Рис. 6.9. Возникновение ошибок в работе регенератора из-за действия помех

Интервал времени ΔT_1 (рис. 6.8) характеризуется тем, что в двоичном сигнале присутствует много символов 0 и отрицательные по знаку переходные процессы, связанные с прохождением импульсов через согласовывающий трансформатор, появляются редко. На интервале ΔT_2 в двоичном сигнале присутствует много символов 1 и отрицательные по знаку переходные процессы накладываются друг на друга, в результате чего импульсы смещаются в область отрицательных напряжений. Таким образом, из анализа, проведенного выше, следует, что в зависимости от числа символов 0 и 1 в двоичном сигнале на интервалах времени ΔT_i , соизмеримых с $\tau_{тр}$, меняется расположение импульсов относительно оси абсцисс. Это затрудняет выбор величины порога U_n в РУ и приводит к дополнительным ошибкам.

Рассмотрим влияние помех на возникновение ошибок, полагая, что напряжение помехи ограничено диапазоном $\pm U_{ном.мах}$. Из рис. 6.9 видно, что если помеха противоположна по знаку полезному сигналу и превышает пороговое напряжение U_n , то возникает ложное срабатывание РУ, как это имеет место в момент t_2 . Обычно U_n выбирают посередине диапазона напряжений $0 \dots U_m$. Тогда условием отсутствия ошибок является выполнение неравенства $U_{ном.мах} < 0,5U_m$. Отсюда можно заключить, что минимально допустимая защищенность сигнала от помехи

$$A = 20 \lg (U_m / U_{ном.мах}) = 20 \lg(2) = 6 \text{ дБ}. \quad (6.1)$$

Исходя из изложенного можно отметить, что источниками ошибок в цифровом линейном тракте являются помехи и линейные искажения.

6.2. СИГНАЛЫ И КОДЫ В ЛИНЕЙНЫХ ТРАКТАХ ЦСП

Преобразование двоичных сигналов в цифровые импульсные сигналы с помощью ПК_{пер} связано с передачей символов 0, 1 посредством сигналов, изображенных на рис. 6.10. При выборе конкретного типа такого преобра-

зования исходят из учета влияния линейных искажений первого и второго рода на работу регенератора, простоты реализации его узлов, вопросов электромагнитной совместимости ЦСП с другими системами, работающими по

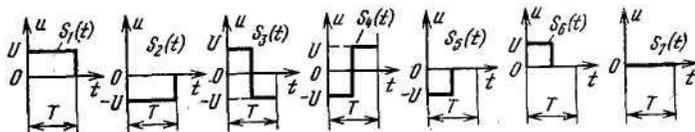


Рис. 6.10. Импульсные сигналы

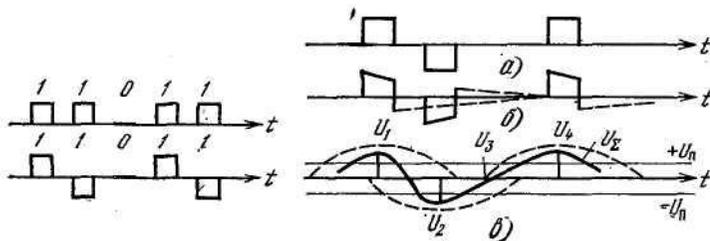


Рис. 6.11. Код ЧПИ

Рис. 6.12. К анализу влияния линейных искажений на код ЧПИ

той же физической цепи или по параллельным цепям. К таким системам относятся служебная связь, телемеханика, системы передачи и т. д.

Код с чередующейся полярностью импульсов (ЧПИ). Этот код получил в настоящее время широкое распространение. Алгоритм перехода от двоичного сигнала к коду ЧПИ (рис. 6.11) состоит в том, что символу 0 в обоих случаях соответствует пауза, а символу 1 в коде ЧПИ соответствуют импульсы положительной или отрицательной полярности. Строгое чередование полярности импульсов позволяет резко уменьшить линейные искажения второго рода и частично ослабить линейные искажения первого рода. Это следует из сравнения рис. 6.8 с рис. 6.12,б и рис. 6.7 с рис. 6.12,в. На рис. 6.12,б изображен код ЧПИ, искаженный за счет линейных искажений второго рода. Видно, что длительные переходные процессы, связанные с искажениями этого типа, взаимно компенсируются и расположение импульсов относительно оси абсцисс не изменяется. На рис. 6.12, в изображен код ЧПИ, подверженный влиянию линейных искажений первого рода. Около паузы, действующей на любых тактовых интервалах, всегда располагаются импульсы разной полярности (например, на рис. 6.12,в пауза имеет место на третьем тактовом интервале). В результате происходит взаимная компенсация фронта и спада этих импульсов, так что в коде ЧПИ паузу легче обнаружить, чем в двоичном сигнале. Работа РУ регенератора кода ЧПИ состоит в сравнении напряжений U_1, U_2, U_3, \dots с двумя пороговыми напряжениями $\pm U_n$, после чего вырабатываются импульсы

соответствующей полярности или паузы в зависимости от результата сравнения величин U_i с пороговыми значениями.

Важным достоинством кода ЧПИ является чрезвычайная простота обратного перехода к двоичному сигналу, что происходит в ПКпр.

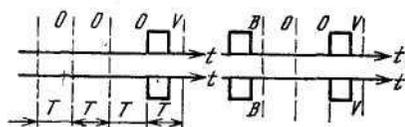


Рис. 6.13. Балластные сигналы в коде МЧПИ



Рис. 6.14. Пример преобразования двоичного сигнала в код МЧПИ

Для этого достаточно осуществить двухполупериодное выпрямление сигналов кода ЧПИ.

Модифицированный код ЧПИ (МЧПИ). Существенным недостатком кода ЧПИ является трудность реализации УВТЧ. Как видно из рис. 6.6, *a*, на входе УВТЧ действует импульсный цифровой сигнал, или в рассматриваемом случае — код ЧПИ. Если в двоичном сигнале появляется подряд множество символов 0, то на входе УВТЧ будет действовать длительная пауза, что может привести к срыву его работы. Суть модификации кода ЧПИ состоит в том, что в паузу, длина которой превышает n нулей, помещают балластные сигналы. Они препятствуют ухудшению работы УВТЧ, но в то же время легко могут быть обнаружены и изъяты на приеме. В качестве примера рассмотрим получивший широкое распространение код высокой плотности следования единиц (КВП-3), у которого $n = 3$. В качестве балластных используются два типа сигналов (рис. 6.13), имеющих условное обозначение 000V и B00V. При выборе конкретного вида балластного сигнала исходят из следующих условий: полярность импульса В всегда противоположна полярности предшествующего импульса, полярность импульса V всегда совпадает с полярностью предшествующего импульса; если между двумя соседними паузами в двоичном сигнале с числом нулей $n_1 \geq 4$ и $n_2 \geq 4$ четное число единиц, то заполнение второй паузы начинается с балластного сигнала B00V, если число единиц между двумя вышеупомянутыми паузами нечетное, то заполнение второй паузы начинается с балластного сигнала 000V.

Пример использования алгоритма формирования кода КВП-3 приведен на рис. 6.14. В первую паузу произвольно помещен балластный сигнал 000V, во вторую — также 000V, потому что между этими паузами в двоичном сигнале расположено нечетное число импульсов. В третью паузу помещен балластный сигнал B00V, так как между второй и третьей паузами в двоичном сигнале расположено четное число импульсов. В процессе заполнения пауз балластными сигналами производится чередование полярности импульсов двоичного сиг-

нала таким образом, чтобы нарушение чередования полярности всегда указывало на наличие балластного сигнала.

Блочные коды. Основное назначение блочных кодов состоит в уменьшении тактовой частоты f_T , что связано с использованием кодов с основанием $M > 2$.

Таблица 6.1

Исходный блок	000	001	010	011	100	101	110	111
Результирующий блок	02	12	01	22	11	10	21	20

При блочном кодировании двоичный сигнал разбивается на блоки, состоящие из l элементов, и каждому блоку по определенному правилу ставится в соответствие блок, содержащий k элементов кода с основанием M , причем так как $M > 2$, то $l > k$. Для блочных кодов принято условное обозначение $lBkM$, где l и k указывают на число элементов в исходном и результирующем блоках, B означает, что в исходном блоке используется бинарный код (с основанием 2), а вместо M используются буквы, определяющие основание кода в результирующем блоке: T — троичное, Q — четверичное, QT — пятеричное и т. д. Например, код $3B2T$ (табл., 6.1) связан с разбиением двоичного сигнала на блоки, состоящие из трех элементов, и каждому подобному блоку соответствует блок, содержащий два элемента троичного кода.

Важнейшими параметрами блочных кодов с точки зрения их использования в системах передачи являются коэффициент уменьшения тактовой частоты $K_M = 1/k$ и избыточность кода $r = (k/l \cdot \log_2 M - 1) \cdot 100\%$. Избыточность кода связана с тем обстоятельством, что в результирующих блоках используются не все возможные комбинации символов. Число результирующих блоков равно M^k , а исходных 2^l , причем $M^k \geq 2^l$. Например, в коде $3B2T$ число трехэлементных исходных блоков равно $2^3 = 8$, а результирующих двухэлементных $3^2 = 9$. Согласно табл. 6.1 не используется комбинация символов 00. При конкретном выборе правила составления таблицы соответствия между входным и результирующим блоками основываются на следующих соображениях. Допустим, что при приеме блока 02 произошла ошибка и осуществился прием блока 12. Тогда после перехода от троичного кода к двоичному на основе табл. 6.1 (декодирования) на приеме в двоичном сигнале вместо блока 000 будет принят блок 001, т. е. в данном случае одиночная ошибка при приеме двухэлементного блока привела к одиночной ошибке в двоичном сигнале. Если же вместо блока 12 ошибочно принимается блок 11, то после декодирования вместо блока 001 будет принят блок 100. В этом случае имеет место ошибочный прием уже двух символов в двоичном сигнале. Таким образом, возникает эффект размножения ошибок. Целесообразно выбрать такую таблицу соответствия, чтобы эффект размножения ошибок был минимальным.

Недостатком, мешающим широкому использованию блочных кодов в ЦСП, является необходимость дополнительной синхронизации по блокам с целью нахождения начала (конца) каждого блока. Аналогичная задача возникает при цикловой синхронизации, цель которой — определить начало каждого цикла.

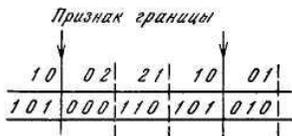


Рис. 6.15. Преобразование кода 3В2Т в двоичный сигнал

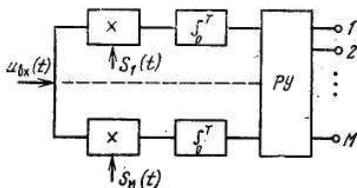


Рис. 6.16. Оптимальный приемник сигналов многопозиционного кода

Алгоритмы работы устройств блочной и цикловой синхронизации весьма близки друг к другу. Принципиальное отличие состоит в том, что вместо передачи синхросигнала используется избыточность блочного кода. Например, в коде 3В2Т не используется избыточность блочного кода. Например, в коде 3В2Т не используется совокупность символов 00. Допустим, принимается последовательность троичных символов (рис. 6.15). Обнаруживая совокупности символов 00, можно определенно сделать вывод о том, что первый из символов принадлежит одному блоку, а второй — соседнему. Пользуясь этим соображением, легко указать, как расположены границы блоков в этой последовательности символов, и затем осуществить обратное преобразование трехпозиционного кода в двоичный на основе табл. 6.1.

Выбор линейных сигналов. При решении задачи выбора из множества функций $\{S_i(t)\}$, приведенных на рис. 6.10, переносчиков информации для элементов многопозиционных кодов встает вопрос о помехоустойчивости. В приемной части ЦСП целесообразно использовать оптимальные методы обработки сигналов, которым соответствует алгоритм

$$U_{ВЫХ.i} = \int_0^T u_{ВХ}(t) S_i(t) dt \quad (i = 1, 2, \dots, M). \quad (6.2)$$

где M — основание кода.

Схема приемника (рис. 6.16) включает в себя M ветвей, в каждой из которых происходит обработка входного сигнала в соответствии с (6.2). Различие между ветвями заключается в том, что в них используются разные опорные сигналы $S_i(t)$, поступающие на один из входов умножителей. Входной сигнал на произвольном тактовом интервале представляет собой сумму полезного сигнала и помехи: $u_{ВХ}(t) = S_k(t) + U_{ном}(t)$, причем индекс k свидетельствует о том, что в этом тактовом интервале передается k -й символ многопозицион-

ного кода. В результате оптимальной обработки входного сигнала по алгоритму (6.2) выходное напряжение k -й ветви, где в качестве опорного используется сигнал $S_k(t)$, будет больше, чем на выходе других ветвей. Напряжения $U_{\text{ВЫХ } i}$ поступают в решающее устройство (РУ), где они сравниваются между собой.

На k -м. выходе РУ появляется сообщение о приеме сигнала $S_k(t)$ в рассматриваемом тактовом интервале.

В случае помехи, имеющей нормальное распределение и равномерный энергетический спектр в рабочем диапазоне частот, вероятность принятия ошибочного решения зависит от «расстояния» между сигналами. Например, для сигналов $S_i(t)$ и $S_j(t)$ эта величина определяется соотношением

$$\Delta U_{ij} = \sqrt{\int_0^T [S_i(t) - S_j(t)]^2 dt}.$$

С помощью ΔU_{ij} можно сравнивать помехозащищенность различных совокупностей сигналов, используемых для передачи элементов блочных кодов, так как чем больше ΔU_{ij} , тем больше помехозащищенность.

Рассмотрим, например, код $3B2T$ и для передачи символов 0, 1, 2 используем соответственно сигналы $S_3(t)$, $S_4(t)$ и $S_7(t)$ (см. рис. 6.10). Легко вычислить, что $\Delta U_{34} = \sqrt{T} U$, $\Delta U_{37} = \Delta U_{47} = \sqrt{T} U$, $\Delta U_{ij \min} = \sqrt{T} U$. Если же для передачи символов 0, 1, 2 использовать соответственно сигналы $S_1(t)$, $S_3(t)$ и $S_4(t)$, то $\Delta U_{ij \min} = \Delta U_{13} = \Delta U_{14} = \sqrt{2T} U$. Таким образом, использование системы сигналов $S_i(t)$, $S_3(t)$ и $S_4(t)$ для передачи символов трехпозиционного кода с точки зрения помехозащищенности предпочтительнее, чем использование системы сигналов $S_1(t)$, $S_3(t)$ и $S_4(t)$.

При разработке ЦСП остро стоит вопрос сужения спектра импульсного цифрового сигнала. Наиболее эффективным является использование многоуровневых сигналов (рис. 6.17, а). В этом случае сигнал на выходе КУС имеет вид, показанный на рис. 6.17,б. Решение о принимаемом сигнале выносится на основе сравнения напряжений U_i с пороговыми напряжениями $U_{\text{пн}}$. Чем

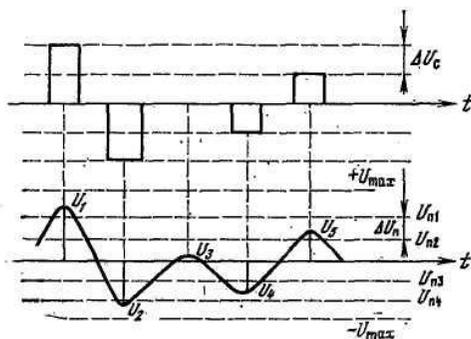


Рис. 6.17. Многоуровневые сигналы и анализ их помехоустойчивости

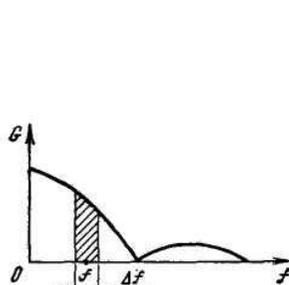


Рис. 6.18. Энергетический спектр случайных сигналов

больше разность по высоте ΔU_C между соседними по уровню сигналами, тем больше разность между соседними пороговыми напряжениями ΔU_{II} .

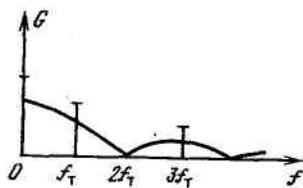


Рис. 6.19. Энергетический спектр двоичного сигнала

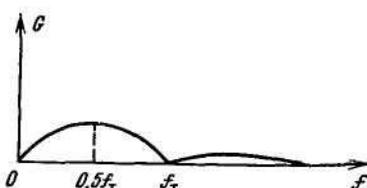


Рис. 6.20. Энергетический спектр кода ЧПИ

Регенератор работает без ошибок, если помеха в момент стробирования имеет мгновенные значения, удовлетворяющие неравенству $U_{пом i} \leq 0,5 \Delta U_{II}$. Если область существования сигналов $\pm U_{max}$ разбита на n положительных и n отрицательных порогов, так что $\Delta U_{II} = U_{max} / (n+1)$, то минимальная величина защищенности сигналов от помех

$$A = 20 \lg(U_{max} / (0,5 \Delta U_{II})) = 6 + 20 \lg(n+1) \text{ дБ.} \quad (6.3)$$

Сравнивая (6.1) и (6.3), можно сделать вывод, что использование многоуровневых сигналов приводит к уменьшению помехозащищенности. Это является платой за сужение спектра цифровых импульсных сигналов.

Спектральный состав любых случайных процессов характеризуется энергетическим спектром $G(f)$. Смысл этой функции состоит в следующем. Если импульсные сигналы подать на вход идеального фильтра со средней частотой f и шириной полосы пропускания Δf , то средняя мощность случайного процесса на выходе этого фильтра численно будет равна площади заштрихованной фигуры (рис. 6.18).

Из рассмотрения энергетического спектра двоичного сигнала (рис. 6.19) следует, что в нем содержатся: а) дискретные компоненты, в частности колебание с частотой f_T , б) интенсивные низкочастотные компоненты. Первое обстоятельство является полезным и широко используется для функционирования УВТЧ в схеме регенератора. Второе обстоятельство является вредным, так как согласовывающие трансформаторы подавляют низкочастотные компоненты спектра сигнала, что приводит к заметным линейным искажениям второго рода.

Из рассмотрения энергетического спектра квазитрочного сигнала с ЧПИ (рис. 6.20) можно сделать следующие выводы: а) наиболее мощные частотные компоненты сигналов кода ЧПИ расположены в области частот, прилегающих к $0,5 f_T$, поэтому условия прохождения сигналов по линии связи рассматриваются на полутактовой частоте; б) низкочастотные компоненты в сигналах кода ЧПИ отсутствуют, что обеспечивает слабое проявление линейных искажений второго рода; в) в спектре сигналов кода ЧПИ отсутствуют дискретные частотные компоненты.

При переходе от кода ЧПИ к коду МЧПИ добавляемые балластные сигналы мало искажают процесс чередования импульсов

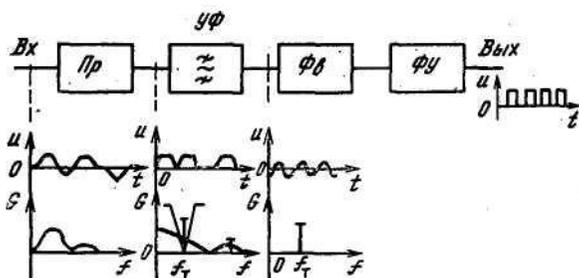


Рис. 6.21. К анализу работы УВТЧ

Поэтому обычно предполагают, что спектры кодов ЧПИ и МЧПИ совпадают.

Цифровой импульсный сигнал, в котором для передачи символов 0, 1 используются функции $S_3(t)$ и $S_4(t)$ (см. рис. 6.10), называется биимпульсным сигналом. Энергетический спектр биимпульсных сигналов по своему характеру весьма похож на энергетический спектр кода ЧПИ (МЧПИ). Однако биимпульсные сигналы более богаты высокочастотными компонентами, и в частности область максимальных по мощности частотных компонент расположена вблизи частоты $0,75 f_T$.

Выделение тактовой частоты. Из анализа энергетических спектров сигналов и кодов, передаваемых в линейном тракте ЦСП, следует, что только в спектре двоичных сигналов содержатся дискретные частотные компоненты. Одной из задач, решаемых при создании УВТЧ (рис. 6.21), является получение двоичного сигнала. С помощью преобразователя (Пр) линейные сигналы и коды, претерпевшие искажения при прохождении по регенерационному участку, преобразуются в двоичный сигнал, из которого с помощью узкополосного фильтра (УФ) выделяется одна из гармоник f_T . Формирующее устройство (ФУ) преобразует гармонические сигналы в импульсные. Назначение фазовращателя (ФВ) состоит в том, чтобы внести временную задержку в тракт прохождения гармонического сигнала и добиться совпадения моментов стробирования (см. рис. 6.6) с максимума сигналов, действующих на выходе КУС.

Особенно просто устроен преобразователь в случае кода МЧПИ. Так как символы 1 передаются импульсами положительной или отрицательной полярности, достаточно осуществить двухполупериодное выпрямление, чтобы преобразовать код МЧПИ в двоичный сигнал. В этом случае целесообразно использовать УФ, настроенный на фильтрацию первой гармоники.

6.3. РЕГЕНЕРАТОРЫ ЦСП

Регенератор МЧПИ. Как видно из схемы (рис. 6.22), входной сигнал усиливается с помощью КУС, снабженного системой автоматической регулировки уровня (АРУ). Это обеспечивает стабильность уровня сигнала на

выходе КУС вне зависимости от изменения затухания линии. На рис. 6.23, а—в изображены идеальный код МЧПИ, входной сигнал регенератора

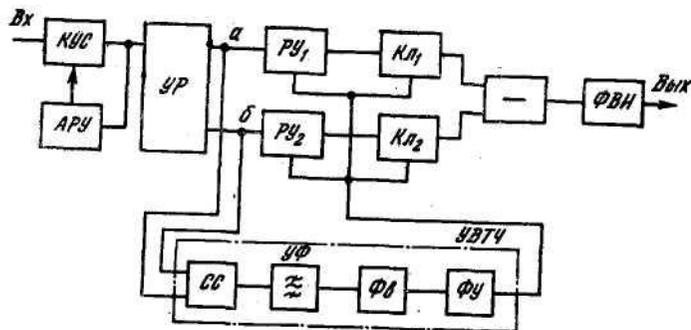


Рис. 6.22. Структурная схема регенератора кода МЧПИ

и сигнал на выходе КУС. Можно полагать, что благодаря работе АРУ на выходе КУС $U_{max} = \text{const}$. Устройство разделения (УР) разделяет положительные и отрицательные компоненты сигнала, действующего на выходе КУС, с последующим изменением знака отрицательной компоненты так, что на выходах а и б УР действуют два положительных сигнала (рис. 6.23, з и д). Эти сигналы поступают в схему сравнения (СС), где происходят их сравнение с порогом U_c , ограничение по минимуму на уровне этого порога и сложение.

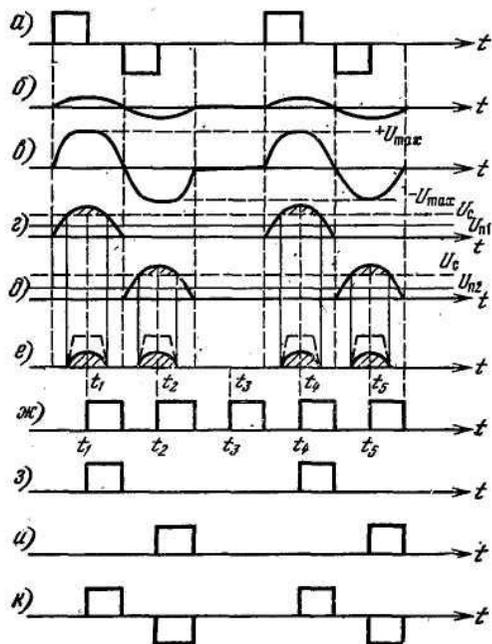


Рис. 6.23. К анализу работы регенератора кода МЧПИ

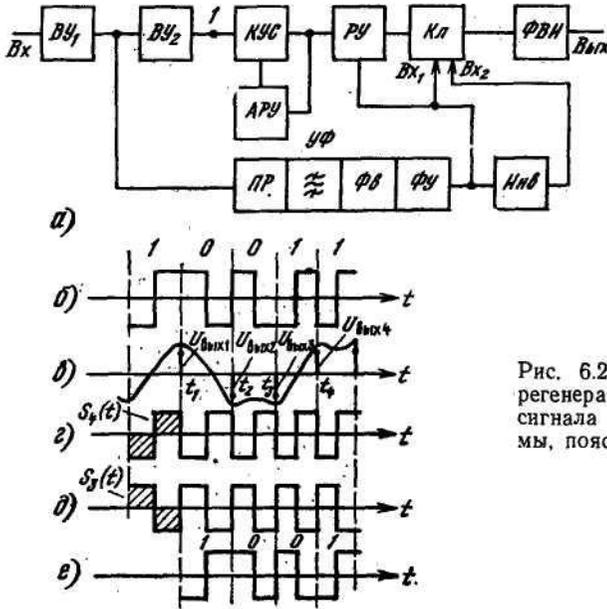


Рис. 6.24. Структурная схема регенератора бимпульсного сигнала и временные диаграммы, поясняющие его работу

Соответствующая временная диаграмма изображена на рис. 6.23, *е* в виде заштрихованных искаженных импульсов. В ряде ЦСП с помощью усиления и ограничения они доводятся до импульсов стандартной формы, как показано на том же рисунке штриховой линией.

Искаженный двоичный сигнал на выходе СС содержит в своем спектре гармоническое колебание с частотой f_T . В моменты стробирования t_i (рис. 6.23, *ж*) в решающих устройствах $РУ_1$ и $РУ_2$ отсчеты входных сигналов сравниваются с пороговыми напряжениями $РУ_{П1}$ и $РУ_{П2}$, и в зависимости от результатов сравнения $РУ$ вырабатывают сигналы управления ключами $КЛ_1$ и $КЛ_2$. При замыкании ключей соответствующие импульсы тактовой последовательности проходят на их выходы (рис. 6.23, *з, у*). С помощью вычитающего устройства формируется код МЧПИ (рис. 6.23, *к*), после чего импульсы усиливаются с помощью формирователя выходных импульсов (ФАИ) и поступают в линию.

Регенератор бимпульсного сигнала. Рассмотрим схему регенератора в случае, когда символы 0 и 1 передаются противоположными по знаку бимпульсными сигналами $S_3(t)$ и $S_4(t)$. С помощью $ВУ_1$ и $ВУ_2$ (рис. 6.24, *а*), в которых используются линии задержки с $\tau = 0,5T$ осуществляется оптимальный прием сигналов. Сигнал в точке 1 схемы определяется как $u_1(t) = u_{ВХ}(t) - 2u_{ВХ}(t - 0,5T) + u_{ВХ}(t - T)$.

После интегрирования имеем

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = \int_{-\infty}^T u_1(t) dt = \int_{0,5T}^T u_{\text{ВХ}}(t) dt. \quad (6.4)$$

Аналогичный результат можно получить, если реализовать оптимальный приемник на основе выражения (6.2) и в качестве опорного сигнала использовать функцию $S_4(t)$ (см. рис. 6.10). Так как сигналы $S_3(t)$ и $S_4(t)$ противоположны по знаку, то и отсчеты на выходе оптимального фильтра в точке 1 также противоположны (рис. 6.24, в). Схема преобразователя в УВТЧ упрощена, так как УВТЧ подключено не к линии, а к выходу ВУ₁. На рис. 6.24, ε и δ показаны напряжения на выходе УВТЧ и инвертора (Инв). Принцип работы РУ состоит в следующем. Если в моменты стробирования U величина $U_{\text{ВЫХ}i} > 0$, то на выходе РУ появляется сигнал управления длительностью T , который приведет к срабатыванию ключа (Кл). В результате этого сигнал $S_4(t)$ с выхода УВТЧ попадает на вход ФВЧ, который усиливает сигналы. В случае, когда $U_{\text{ВЫХ}i} < 0$, на выходе РУ сигнал управления отсутствует и через КЛ проходит сигнал $S_3(t)$ с выхода инвертора.

6.4. МЕШАЮЩЕЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ ИСКАЖЕНИЙ И ПОМЕХ

Оценку мешающих факторов, приводящих к сбоям в работе регенератора, проведем для случая передачи кода МЧПИ.

Влияние точности коррекции линейных искажений. Одна из причин возникновения ошибок в работе регенератора состоит в том, что на входы РУ₁ и РУ₂ поступают искаженные импульсы, так что может возникнуть ложное превышение или ложное не превышение порогов $U_{\text{П1}}$ и $U_{\text{П2}}$. Теоретически для восстановления формы сигналов, претерпевших искажения при прохождении по линейному тракту, необходимо осуществить коррекцию линейных искажений во всем диапазоне частот. Однако расширение рабочей полосы частот приводит к возрастанию шумов, так что коррекция линейных искажений осуществляется в частотном диапазоне $(0 \dots 0,5f_T)$, в котором передается большая часть энергии сигналов. Амплитудно-частотная характеристика КУС имеет вид, аналогичный АЧХ линейных усилителей, используемых на НУП аналоговых СП. Из-за ограниченности рабочей полосы частот форма импульсов восстанавливается лишь частично, как это показано на рис. 6.23, в. Для оценки качества коррекции сигналов кода МЧПИ и достоверности работы регенератора сигнал, действующий на выходе корректирующего усилителя, подают на вертикальные пластины осциллографа, а развертку синхронизируют тактовой последовательностью импульсов. В результате реализация случайного импульсного сигнала, действующая на входе осциллографа, разбивается на фрагменты длительностью T . Каждый фрагмент располагается посередине экрана осциллографа, и в результате возникает фигура, носящая

название «глаз-диаграмма». На рис. 6.25 изображены глаз-диаграммы для коротких и длинных регенерационных участков, т. е. при малых и больших искажениях. Важной характеристикой качества коррекции является относительная величина раскрытия глаз-диаграммы, равная отношению $K = \Delta U / U_{max}$.

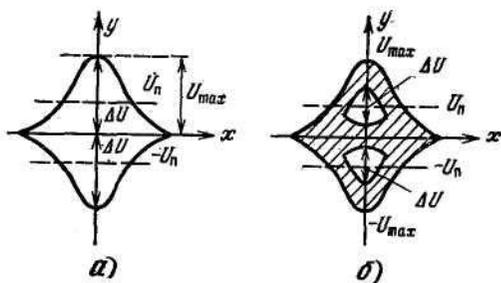


Рис. 6.25. Глаз-диаграммы сигналов, действующих на выходе КУС

Очевидно, что чем ближе K к 1, тем выше качество коррекции и надежность работы регенератора, так как меньше опасность ошибочного превышения (непревышения) пороговых напряжений. Качество коррекции считается допустимым, если $K > 0,75$.

Влияние точности работы УВТЧ. На входе узкополосного фильтра УВТЧ действует сигнал, близкий по форме к двоичному, в спектре которого вблизи частоты f_T расположены мешающие частотные компоненты (см. рис. 6.19). Мощность помехи зависит от ширины полосы пропускания УФ ($\Delta f_{УФ} \approx 10$ кГц). Отношение сигнал-шум на выходе УФ $K > 100$.

Наличие помехи на выходе УФ приводит к погрешности в работе УВТЧ. Эта погрешность проявляется в том, что моменты стробирования случайным образом смещаются относительно своих истинных значений. Однако при $K > 100$ этим явлением можно пренебречь. Необходимо отметить, что выбирать величину $\Delta f_{УФ}$ уже 10 кГц нецелесообразно по следующей причине. Узкополосные фильтры сами вносят временные задержки в тракт прохождения сигнала: $\tau_3 = \lambda (f - f_0) \Delta f_{УФ}$, где λ — коэффициент пропорциональности, зависящий от порядка фильтра; f_0 — резонансная частота.

По различным причинам, в том числе из-за температурных изменений, значение $\Delta f = |f_T - f_0|$ может меняться, что будет приводить к изменению τ_3 на тактовой частоте f_T и смещению моментов стробирования относительно истинного положения. С учетом дестабилизирующих факторов погрешность в работе УВТЧ, равная $\Delta t / T$, где Δt — максимальная величина отклонения момента стробирования от истинного положения, составляет 5... 10%.

Влияние помех. Источники помех, действующих на входе регенератора, зависят от типа линии связи. Если ЦСП работает на магистрали с коаксиальным кабелем, то источниками помех являются тепловые шумы и шумы КУС. На

симметричных кабелях помехи возникают из-за взаимного влияния между цепями. Будем считать, что помеха имеет нормальное распределение мгновенных значений, что характерно для тепловых и собственных шумов усилителей.

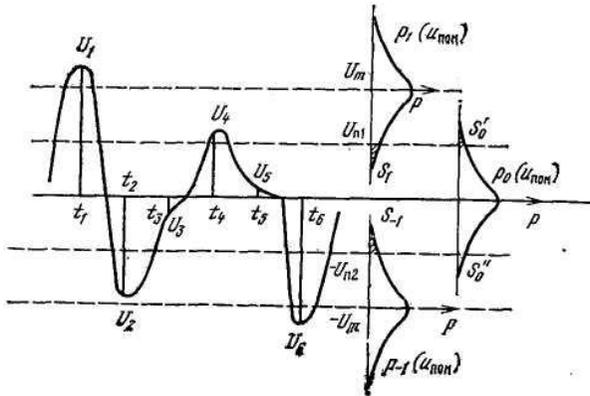


Рис. 6.26. К расчету вероятности ошибки в работе регенератора в случае кода МСПИ

В случае симметричного кабеля при количестве мешающих цепей $M > 6$ также можно считать помеху распределенной по нормальному закону. Мешающее действие шумов оценим при идеальной глаз-диаграмме, т. е. будем считать, что в моменты стробирования возможные величины отсчетов U_i равны $\pm U_m$ или 0. Так как на выход КУС просачивается помеха, эти отсчеты равны $-U_m + u_{ном}$, $u_{ном}$, $U_m + u_{ном}$, где $U_{ном}$ — мгновенные значения напряжения помехи на выходе КУС. На рис. 6.26 показано расположение отсчетов U_i в моменты принятия решения в $РУ_1$ и $РУ_2$ и изображены плотности распределения вероятности этих отсчетов $p_{-1}(u_{ном})$, $p_0(u_{ном})$, $p_1(u_{ном})$ соответственно для случаев, когда передаются символы -1, 0 и 1:

$$\begin{aligned} p_{-1}(u_{ном}) &= (1/\sqrt{2\pi}\sigma) \exp[-(u_{ном} + U_m)^2 / 2\sigma^2]; \\ p_0(u_{ном}) &= (1/\sqrt{2\pi}\sigma) \exp[-(u_{ном}^2 / 2\sigma^2)]; \\ p_1(u_{ном}) &= (1/\sqrt{2\pi}\sigma) \exp[-(u_{ном} - U_m)^2 / 2\sigma^2]; \end{aligned} \quad (6.5)$$

где σ^2 — мощность помехи на выходе КУС. Как видно из этого же рисунка, вероятность неверного принятия символа 1 равна заштрихованной площади S_1 , вероятность неверного принятия символа 0 равна сумме заштрихованных площадей S'_o и S''_o , вероятность неверного принятия символа -1 равна заштрихованной площади S_{-1} . Если пороги $U_{п1}$ и $U_{п2}$ расположены симметрично по отношению к оси абсцисс, то $U_{п1} = U_{п2} = 0,5 U_m$ и

$$S_1 = S'_0 = S''_0 = S_{-1} = \int_{-\infty}^{-U_{\text{П1}}} p_1(u_{\text{ном}}) du_{\text{ном}}$$

Заменяя переменную в (6.6) на $x = (U_{\text{ном}} - U_m)/\sigma$ и используя (6.5), получаем

Таблица 6.2

А, дБ	16,1	17,7	18,8	19,7	20,5	21,2	21,7	22,2	22,6
$K_{\text{ош}}$	10^{-2}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-9}	10^{-10}	10^{-11}

$$S_1 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-0,5U_m/\sigma} \exp(-x^2/2) dx = \Phi(0,5U_m/\sigma),$$

где $\Phi(x)$ – интеграл вероятности.

Если за достаточно большой интервал времени, T передавалось N_1 символов 1, N_{-1} символов — 1 и N_0 символов 0, а на приеме число неверно принятых символов равно соответственно N'_1 , N'_{-1} , N'_0 , то справедливы следующие соотношения: $S_1 = N'_1/N_1$, $S_{-1} = N'_{-1}/N_{-1}$, $S_0 = S'_0/S''_0$.

Если вероятности появления символов 0 и 1 в двоичном сигнале равны между собой ($p=0,5$), то вероятности появления символов 1 и —1 в коде ЧПИ равны 0,25. В результате, если за время Γ передано N символов, то $N_1 = 0,25N$, $N_{-1} = 0,25N$, $N_0 = 0,5N$ и общее число неверно принятых импульсов $N' = N'_1 - N'_{-1} + N'_0 = 1,5NS_1$, где S_1 определяется из (6.7).

Для оценки качества работы регенератора вводится понятие коэффициента ошибок $K_{\text{ош}} = N'/N = 1,5 \Phi(0,5U_m/\sigma)$, который зависит от величины отношения U_m/σ или от защищенности $A = 20 \lg(U_m/\sigma)$. Эта зависимость приведена в табл. 6.2.

Данный расчет был приведен в предположении идеальности глаз-диаграммы. При реальной глаз-диаграмме необходимо уменьшить величину U_m на 25%. Кроме того, необходимо учесть неидеальность работы АРУ, нестабильность $U_{\text{П1}}$ и $-U_{\text{П2}}$, неидеальность работы УВТЧ. С учетом этих обстоятельств для обеспечения указанных в табл. 6.2 значений коэффициента ошибок необходимо увеличить защищенность на 5 ... 6 дБ.

6.5. РАСЧЕТ ДЛИНЫ РЕГЕНЕРАЦИОННОГО УЧАСТКА

Согласно рекомендациям МККТТ коэффициент ошибок в линейном тракте не должен превышать 10^{-6} . Так как ошибки на различных регенерационных участках возникают взаимно независимо для одиночного регенератора $K_{\text{ош}} = 10^{-6}/n$, где n — число регенераторов.

Расчет для магистралей с коаксиальным кабелем. Обычно, как это сделано в эквивалентной схеме (рис. 6.27), реальные линии и усилитель заменяют идеальными нешумящими, а на входе усилителя включают эквивалентный генератор шума (ГШ). При данном типе кабеля источниками помех являются:

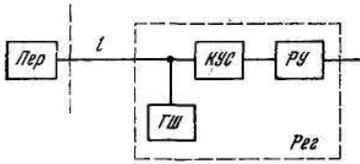


Рис. 6.27. К расчету длины регенерационного участка

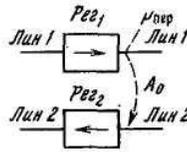


Рис. 6.28. К анализу взаимных влияний между ЦСП при однокабельной работе

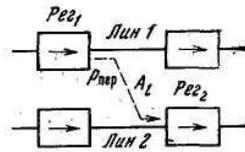


Рис. 6.29. К анализу взаимных влияний между ЦСП при двухкабельной работе

- тепловой шум линии» $P_{Т.ш} = kT\Delta f$, где $k = 1,28 \cdot 10^{-23}$ Дж/град — постоянная Больцмана, T — абсолютная температура по Кельвину, $\Delta f = (0-0,5f_T)$, т. е. $\Delta f = 0,5 f_T$ — рабочий диапазон частот линейного тракта;

- собственные шумы усилителя, влияние которых отражается с помощью коэффициента шума $D_{ш}$, причем мощность этих шумов $P_{с.ш.} = P_{Т.ш} D_{ш}$.

Можно подсчитать, что при нормальной температуре и ширине полосы частот $\Delta f = 1$ МГц, $P_{Т.ш} = 0,404 \cdot 10^{-11}$ мВт, что соответствует уровню по мощности $P_{Т.ш} = -114$ дБ. Тогда уровень теплового шума, развиваемый ГШ,

$$P_{ГШ} = -114 + 101g(0,5f_T/1\text{МГц}) + d_{ш}. \quad (6.8)$$

Точная оценка мощности полезного сигнала на входе регенератора затруднительна, так как спектр сигналов МЧПИ широкий и затухание линии зависит от частоты. Но ввиду того, что наиболее мощные компоненты спектра данных сигналов расположены в области частоты $0,5f_T$, упрощенно расчет затухания линии проводится на этой частоте. Таким образом, $p_{np} = p_{пер} - \alpha(0,5f_T)l$ где $\alpha(f)$ — километрическое затухание кабеля. Защищенность сигналов от помех на входе регенератора с учетом (6.8) $A = p_{np} - p_{ГШ} = 114 + p_{пер} - 101g(0,5f_T/1\text{МГц}) - \alpha(0,5f_T)l - d_{ш}$, где $d_{ш} = 101gD_{ш}$. Задаваясь необходимой величиной $K_{ОШ}$, по табл. 6.2 выбирают защищенность $A_{ТАБЛ}$, откуда определяется $A = A_{ТАБЛ} + \Delta A$ ($\Delta A = 5 \dots 6$ дБ). В результате получим следующую формулу для расчета длины регенерационного участка:

$$l = \frac{114 + p_{пер} - 101g(0,5f_T/1\text{МГц}) - d_{ш} - A_{ТАБЛ} - \Delta A}{\alpha(0,5f_T)}$$

Расчет для магистралей симметричного кабеля. Здесь можно выделить два случая.

1. Количество влияющих ЦСП $N > 6$. Тогда следует считать, что помеха имеет нормальное распределение и ее мощность $P_{ном \Sigma} = P_{ном} N$, где $P_{ном}$ — мощность помехи, создаваемая одной ЦСП.

Если все ЦСП работают по одному кабелю, то наиболее опасное влияние оказывает передача одной ЦСП на прием другой (рис. 6.28). Этот случай эквивалентен ситуации, рассмотренной применительно к коаксиальному

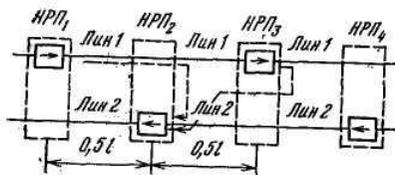


Рис. 6.30. Размещение НРП в шахматном порядке

кабелю, но $p_{ГШ} = p_{пер} - A_0 + 10 \lg N$, где A_0 — затухание на ближний конец.

Если же имеет место двухкабельная работа ЦСП, т. е. все регенераторы, работающие на передачу, помещены в одном кабеле, а регенераторы, работающие на прием, — в другом, то характер взаимного влияния между ЦСП можно уяснить с помощью рис. 6.29. В этом случае $p_{ГШ} = p_{пер} - A_l + 10 \lg N$, где A_l — затухание на дальний конец. Тогда $A = p_{пр} - p_{ГШ} = A_{0,l} - \alpha(0,5f_T)l - 10 \lg N$. Здесь $A_{0,l}$ — переходное затухание на ближний или дальний конец в зависимости от того, какая система организации работы ЦСП используется — однокабельная или двухкабельная. Отсюда

$$l = \frac{A_{0,l} - A_{табл} - \Delta A - 10 \lg N}{\alpha(0,5f_T)}$$

Так как $A_l > A_0$, 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 при однокабельной работе ЦСП рекомендуется размещать регенераторы в шахматном порядке (рис. 6.30). Здесь $A_0' = A_0 + 0,5 \alpha(0,5f_T)l$.

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

2. Количество влияющих ЦСП мало ($W < 4$). В этом случае помеху можно представить как гармоническое колебание с частотой, близкой к $0,5f_T$, и амплитудой $U_{ном \Sigma} = N U_{ном}$, где $U_{ном}$ — амплитуда помехи, создаваемой одной ЦСП. Так как помеха ограничена по напряжению диапазоном $\pm U_{ном \Sigma}$, минимальная защищенность сигналов от помех $A = 6$ дБ (см. (6.1)). По аналогии с предыдущим $A = (A_{0,l} - A - \Delta A - 210 \lg N) / \alpha(0,5f_T)$.

Следует особо остановиться на определении длины регенерационных участков, примыкающих к АТС. Как известно, работа узлов АТС, особенно декадно-шаговой системы, создает интенсивные! шумы в полосе частот до 2

МГц. Мощность этих помех быстро затухает с удалением от АТС, и можно считать, что наиболее подвержен действию помех прилегающий к АТС регенерационный участок. Поэтому в случае декадно-шаговых АТС дается рекомендация о сокращении вдвое длины прилегающего к ней регенерационного участка.

6.6. ЛИНЕЙНЫЙ ТРАКТ ЦСП, РАБОТАЮЩИХ НА АБОНЕНТСКИХ ЛИНИЯХ (ЦСП-АЛ)

В настоящее время проводятся активные работы в области повышения эффективности использования абонентских линий (АЛ). На рис. 6.31 АК и СК — абонентский и станционный комплекты оборудования ЦСП-АЛ. С помощью вилки линейных фильтров ВЧ и НЧ осуществляется совместная работа ЦСП-АЛ и низкочастотной связи по АЛ. Абонентская линия организуется по кабелям различного вида, так как в ней можно выделить магистральные участки с кабелем емкостью свыше 100 пар и распределительные участки с кабелем емкостью от 10 до 100 пар. Кроме того, абонентская проводка может оказаться достаточно большой протяженности. На разных участках используются провода с диаметром жил, который может изменяться в пределах 0,4... 0,7 мм. В результате для АЛ характерны неоднородности, из-за которых, возникают встречные и попутные потоки электромагнитной энергии, затрудняющие передачи цифровых сигналов. Кроме того, на АЛ действуют мощные импульсные помехи, связанные с передачей импульсов набора номера.

Из рис. 6.32 следует, что из-за ограниченности рабочего диапазона сверхвысокой частотой 250 кГц в ЦСП-АЛ необходимо использовать блочные коды, а из-за большого уровня помех — наиболее помехоустойчивую систему сигналов $\{S_i(t)\}$. Следует также учесть, что в процессе эксплуатации возможно скрещивание проводов физической цепи, в результате чего система сигналов $\{S_i(t)\}$ поменяет свою полярность на противоположную.

Последнее обстоятельство вынуждает использовать относительные методы передачи информации. Применительно к передаче двоичных сигналов с помощью двух сигналов $S_i(t)$ и $S_j(t)$ это означает следующее: если передается символ 1, то происходит смена сигналов на соседних тактовых интервалах, если же передается символ 0, то смены сигналов не происходит (табл. 6.3). В качестве совокупности сигналов, используемых для передачи символов блочного кода, в линейном тракте ЦСП-АЛ применяются сигналы

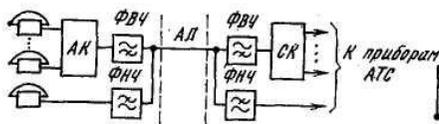


Рис. 6.31. Схема включения ЦСП-АЛ



Рис. 6.32. Распределение сигналов и помех в АЛ

Таблица 6.3

Символ	0	1	1	0	0
Сигнал	$S_1(t)$	$S_2(t)$	$S_3(t)$	$S_4(t)$	$S_1(t)$

ся сигналы $S_1(t)$, $S_2(t)$, $S_3(t)$ и $S_4(t)$. Минимальное расстояние между этими сигналами $\Delta U_{13} = \Delta U_{14} = \sqrt{2T}$ у $2T U$. Перспективным для передачи цифровой информации в линейном тракте ЦСП-АЛ является код $3B2T$ -ОБС, в котором символу 0 соответствуют сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$, символом 1 и 2 — сигналы $S_3(t)$ и $S_4(t)$. Относительный характер передачи информации состоит в том, что если передается символ 1, то не происходит взаимной смены сигналов $S_3(t)$ и $S_4(t)$ на соседних тактовых интервалах. При передаче символа 2 такая смена происходит (рис. 6.33). Энергетический спектр кода $3B2T$ -ОБС достаточно равномерно распределен в диапазоне частот $0 \dots f_T$.

Рассмотрим вопрос регенерации кода $3B2T$ -ОБС. Здесь необходимо отметить, что включать регенераторы в многопарные магистральные и распределительные кабели на абонентской сети затруднительно. Поэтому речь идет о регенераторах, входящих в состав АК и СК. Оптимальный прием сигналов осуществляется с помощью ВУ₁ и ВУ₂ (рис. 6.34). Так как выходное напряжение оптимального фильтра определяется как σ

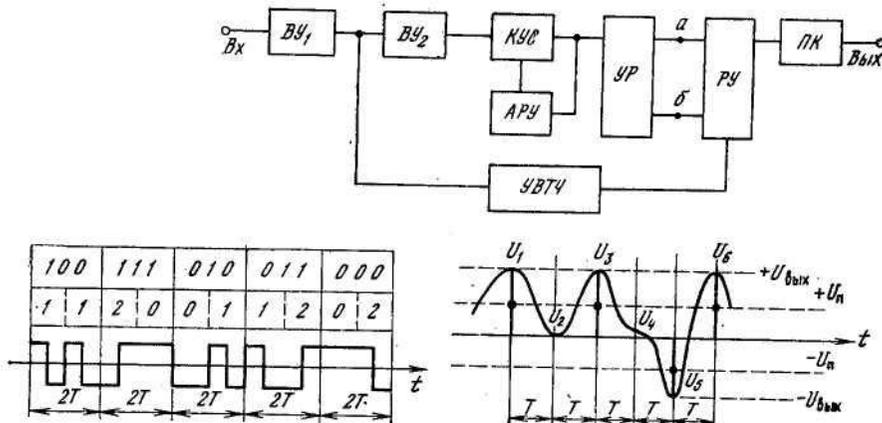


Рис. 6.33. К пояснению формирования кода $3B2T$ -ОБС

Рис. 6.34. Структурная схема регенератора кода $3B2T$ -ОБС и временная диаграмма, поясняющая его работу

$$U_{ВЫХ} = \int_0^T u_{ВХ}(t)S_4(t)dt,$$

Таблица 6.4

Скорость передачи, кбит/с	64	128	192	256
$f_{ср}$ ФВЧ, кГц	9,4	18,9	28,4	37,9

при приеме символа 0

$$\int_0^T S_1(t)S_4(t)dt = \int_0^T S_2(t)S_4(t)dt = 0.$$

Следовательно, на выходе оптимального фильтра напряжение при приеме сигналов $S_3(t)$ и $S_4(t)$ будет принимать значения $\pm U_{ВЫХ}$, а при приеме сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ оно равно 0. Устройство разьединения (УР) работает так же, как при регенерации кода МЧПИ, т. е. разьединяет положительные и отрицательные части напряжения и инвертирует отрицательную часть. Решающее устройство (РУ) вырабатывает трехпозиционный код 0, 1, 2 в зависимости от превышения напряжений, действующих в точках a и b над пороговыми напряжениями, а преобразователь кода (ПК) преобразует троичный код в двоичный.

Наличие на входе регенератора ВУ₁ и ВУ₂, каждая из которых вносит существенное затухание в области низких частот, свидетельствует о том, что низкочастотные компоненты кода *ЗВ2Т-ОБС* в работе регенераторов не используются. Поэтому между АК и СК (см. рис. 6.31) включен ФВЧ, который предотвращает влияние ЦСП-АЛ на низкочастотную связь. В табл. 6.4 приведены частоты среза ФВЧ при различных скоростях цифрового потока, используемого в аппаратуре.

Таким образом, использование кода *ЗВ2Т-ОБС* позволяет высвободить диапазон низких частот для передачи НЧ сигналов по абонентской линии в достаточно широком диапазоне частот.

Глава 7. ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ С ИМПУЛЬСНО-КОДОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

7.1. ПЕРВИЧНЫЕ ДСП

На общегосударственной первичной сети применяются 30-канальные первичные ЦСП с ИКМ, отвечающие рекомендациям МККТТ для систем

первой ступени европейской иерархии. К ним относятся системы передачи: ИКМ-30, предназначенная для создания пучков соединительных линий

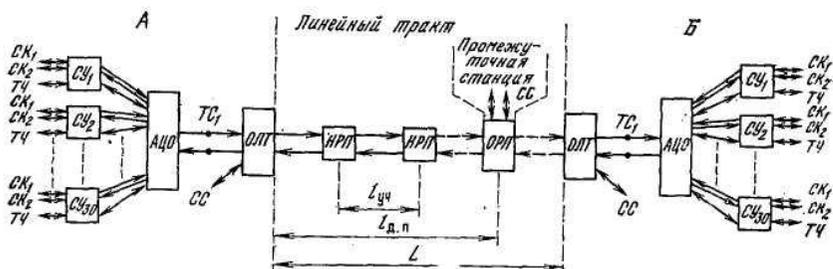


Рис. 7.1. Структурная схема ЦСП ИКМ-30

здания пучков соединительных линий между городскими и пригородными АТС и между АТС и АМТС; ИКМ-30С, используемая на сетях сельской связи. Общие принципы построения ЦСП этих типов одинаковы, поэтому вначале рассмотрим ЦСП ИКМ-30, а затем приведем сведения об особенностях ИКМ-30С.

Цифровая система передачи ИКМ-30 позволяет организовывать по парам низкочастотных кабелей с бумажной и полиэтиленовой изоляцией 30 каналов ТЧ при однокабельном или двухкабельном варианте работы. В первом случае пары, предназначенные для организации встречных направлений передачи, должны иметь достаточно высокое переходное затухание, поэтому удастся уплотнить не более трети всех кабельных пар. Во втором случае могут быть задействованы почти все пары, что равноценно увеличению емкости кабеля примерно в 14 раз (некоторые пары при этом используются для передачи служебной информации). В аппаратуре ИКМ-30 для каждого канала ТЧ организуется по два выделенных сигнальных канала (СК₁ и СК₂) для передачи сигналов управления и взаимодействия, необходимых для функционирования устройств коммутации сети. В системе предусмотрена возможность организации канала звукового вещания второго класса вместо четырех каналов ТЧ, а также восьми каналов передачи дискретной информации со скоростью 8 кбит/с вместо одного канала ТЧ. Еще один такой же канал ПДИ организуется непосредственно в групповом тракте аппаратуры ИКМ-30.

На рис. 7.1 приведена структура ЦСП ИКМ-30, а в табл. 7.1 — длина регенерационного участка $l_{уч}$, максимальная длины секции дистанционного питания $l_{д.п}$ и переприемного участка по тональной частоте $L_{п}$ в зависимости от

Таблица 7.1

Тип кабеля	$l_{уч}$, км	$l_{д.п.}$, км	$L_{п}$, км
Т-0,5	0,35 ... 1,5	25	50
Т-0,6	0,52 ... 2,3	36	72
Т-0,7	0,59 ... 2,6	41	82
ТПП-0,5	0,47 ... 2,0	28	56
ТПП-0,7	0,62 ... 2,7	43	86

типа кабеля. На рис. 7.1 приняты следующие обозначения: СУ — согласующие устройства, обеспечивающие подключение входов каналов ТЧ ЦСП к городским АТС; АЦО — аналого-цифровое оборудование, формирующее из аналоговых сигналов ТЧ и сигналов СУВ типовой первичный цифровой поток со скоростью передачи 2048 кбит/с и преобразующее этот поток на приеме в соответствующие сигналы ТЧ и СУВ; ОЛТ — оборудование линейного тракта, обеспечивающее регенерацию принимаемых цифровых сигналов, ввод в кабель тока дистанционного питания необслуживаемых регенерационных пунктов, телеконтроль линейного тракта, контроль ошибок в линейном сигнале, защиту станционных устройств от опасных напряжений, возникающих в кабеле, и организацию служебной связи (СС); НРП — необслуживаемые регенерационные пункты, восстанавливающие линейные сигналы после прохождения ими соответствующих кабельных участков и располагающиеся в кабельных колодцах; ОРП — обслуживаемый регенерационный пункт, функции которого практически совпадают с ОЛТ оконечных станций.

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

Аналого-цифровое оборудование построено по принципу, подробно рассмотренному в гл. 5. На передаче в АЦО осуществляется амплитудно-импульсная модуляция аналоговых сигналов ТЧ, после чего они объединяются в групповой АИМ сигнал. Последний кодируется в групповом кодере с нелинейным квантованием (амплитудная характеристика кодера построена по квазилогарифмическому закону А-86,7/13) в восьмиразрядные кодовые комбинации, которые объединяются с сигналами управления и взаимодействия и сервисными сигналами (обеспечивающими работоспособность данной ЦСП) в типовой первичный цифровой поток со скоростью передачи 2048 кбит/с. Параметры этого потока в точке ТС₁ называемой точкой стыка (сетевым стыком), отвечают рекомендациям МККТТ, что позволяет использовать данную ЦСП не только для построения ЦСП следующих ступеней иерархии, но и для совместной работы с другим типовым оборудованием, например оборудованием радиорелейных и волоконно-оптических линейных трактов. К точкам стыка вместо АЦО может подключаться типовая аппаратура цифрового вещания (АЦВ), которая позволяет организовывать или четыре канала звукового вещания (ЗВ) высшего класса, или два стереоканала ЗВ, или восемь репортерских каналов (вместо 30 каналов ТЧ).

В точке стыка ТС₁ принят код с чередованием полярности импульсов (ЧПИ). Поскольку линейный сигнал аппаратуры ИКМ-30 имеет такой же код, оборудование линейного тракта относительно просто, поскольку не содержит преобразователей кодов.

Линейный сигнал системы построен на основе сверхциклов циклов, канальных и тактовых интервалов, как это показано на рис. 7.2 (обозначение 0/1 соответствует передаче в данном тактовом интервале случайного сигнала).

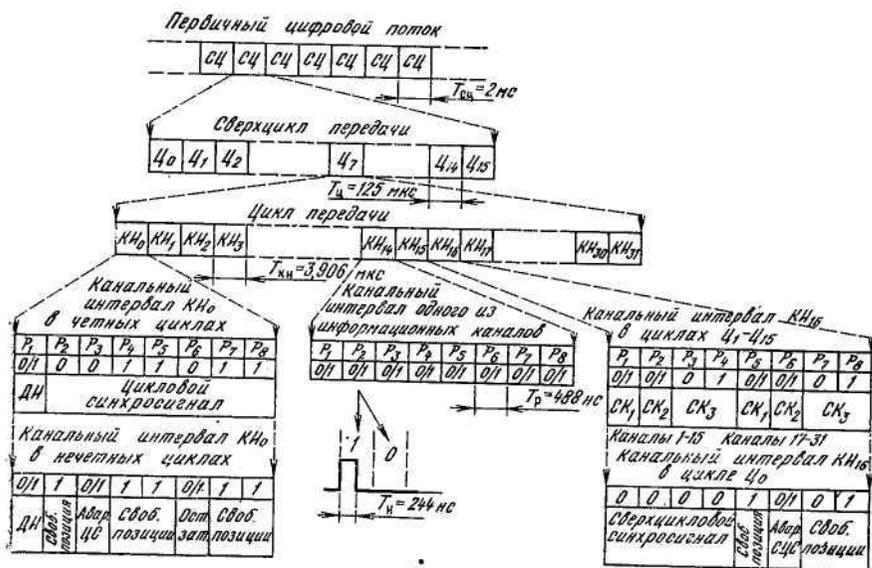


Рис. 7.2. Временной спектр ЦСП ИКМ-30

Сверхцикл передачи (СЦ) соответствует минимальному интервалу времени, за который передается один отсчет каждого из 60 сигнальных каналов (СК) и каналов передачи аварийной сигнализации (потери сверхцикловой или цикловой синхронизации). Длительность СЦ $T_{сц} = 2 \text{ мс}$. Сверхцикл состоит из 16 циклов передачи (с Ц₀ по Ц₁₅). Длительность цикла $T_{ц} = 125 \text{ мкс}$ и соответствует интервалу дискретизации сигнала ТЧ с частотой 8 кГц. Каждый цикл подразделяется на 32 канальных интервала длительностью $T_{ки} = 3,906 \text{ мкс}$. Из них 30 интервалов отводятся под передачу сигналов ТЧ (КН₁—КН₁₅, КИ₁₇—КИ₃₁), а два — под передачу служебной информации (КИ₀ и КИ₁₆). Каждый канальный интервал состоит из восьми интервалов разрядов (P₁—P₈) длительностью по $T_p = 488 \text{ нс}$. Половина разрядного интервала может быть занята прямоугольным импульсом длительностью $T_{ц} = 244 \text{ нс}$ при передаче в данном разряде единицы (при передаче нуля импульс в разрядном интервале отсутствует).

Интервалы КИ₀ в четных циклах предназначаются для передачи циклового синхросигнала (ЦСС), имеющего вид 0011011 и занимающего интервалы P₂—P₆. В интервале P₁ всех циклов передается информация постоянно действующего канала передачи дискретной информации (ПДИ). В нечетных циклах интервалы P₃ и P₆ КИ₀ используются для передачи информации о потере цикловой синхронизации (Авар. ЦС) и снижении остаточного затухания каналов до значения, при котором в них может возникнуть самовозбуждение (Ост. зат). Интервалы P₄, P₅, P₇ и P₈ являются свободными, их занимают единичными сигналами для улучшения работы выделителей тактовой частоты. В интервале КИ₁₆ нулевого цикла (Ц₀) передается сверх-

цикловой синхросигнал вида 0000 ($P_1 — P_4$), а также сигнал о потере сверхцикловой синхронизации (P_6 —Авар. СЦС). Остальные три разрядных интервала свободны. В канальном интервале KI_{16} остальных циклов ($\Pi_1 — \Pi_{15}$) передаются сигналы служебных каналов $СК_1$ и $СК_2$, причем в Π_i передаются СК для 1-го и 16-го каналов ТЧ, в Π_2 — для 2-го и 17-го и т. д. Интервалы P_3 , P_4 , P_6 и P_7 свободны, но в ЦСП ИКМ-30С, где для каждого канала ТЧ требуется большее число СК, они используются.

В настоящее время отечественная промышленность серийно выпускает 30-канальную ЦСП четвертого поколения ИКМ-30-4, которая должна заменить широко распространенную на сети ИКМ-30. Эта система выполнена на современной элементной базе, а ее сервисные устройства соответствуют самому высокому международному уровню. Системы ИКМ-30 и ИКМ-30-4 полностью совместимы.

Основные отличия ЦСП ИКМ-30-4 от ИКМ-30 заключаются в следующем. Во-первых, в ИКМ-30-4 сигналы управления и взаимодействия объединяются в оборудовании согласования межстанционных линий АТС, АМТС (ОСА) в общий канал сигнализации (ОКС). Точка стыка этого канала между ОСА и аналого-цифровым оборудованием АЦО соответствует унифицированному противонаправленному стыку основного цифрового канала (ОЦК) со скоростью передачи 64 кбит/с, что позволяет использовать ОКС самостоятельно. Во-вторых, за счет повышения КПД линейных регенераторов почти вдвое увеличены секция дистанционного питания и максимальная дальность связи. Так, для кабелей Т-0,5 эти величины составляют соответственно 40 и 80 км вместо 25 и 50 км для ИКМ-30. В-третьих, если линейный тракт организован по двухкабельной схеме на десятипарном кабеле ТПП-0,7, в ЦСП ИКМ-30-4 предусмотрена возможность увеличения регенерационного участка на 44% по сравнению с участком ИКМ-30.

Как уже отмечалось, ЦСП ИКМ-30-4 имеет современное сервисное оборудование, один комплект которого позволяет контролировать работу по 100 блоков аппаратуры как в дежурном режиме, так и по командам оператора. Число различных команд — 15, на табло оператора может быть отображено до 12 различных состояний каналов, до 21 различных нарушений в их работе и до 20 различных неисправностей блоков. По командам сервисное оборудование может контролировать любой необслуживаемый регенерационный пункт, а в нем — любой линейный регенератор (ЛР). Число контролируемых НРП может достигать 99, а число ЛР в каждом из них — 12. Сервисное оборудование позволяет организовывать низкочастотную служебную связь в двух направлениях, станционную служебную связь и служебную связь по цифровому каналу со скоростью передачи 32 кбит/с. Последняя может использоваться и для передачи дискретной информации. Сервисное оборудование надежно защищено от неисправностей; его функции по команде оператора могут быть переданы на ЭВМ центра технического обслуживания (ЦТО) станции, которая в этом

Параметр	Значение параметра	
	ИКМ-15	ИКМ-30(ИКМ-30С)
Число каналов ТЧ	15	30
Частота следования циклов, кГц	8	8
Скорость передачи входных потоков, кбит/с	—	—
Скорость передачи выходных потоков, кбит/с	1024 ($1 \pm 3 \cdot 10^{-5}$)	2048 ($1 \pm 3 \cdot 10^{-5}$)
Тип кода линейного сигнала	NRZ-S	ЧПИ
Среднее время восстановления циклового синхронизма, мс	2	2+2(СЦС)
Коэффициент ошибок на линейный тракт максимальной длины	10^{-7}	10^{-7}
Тип кабеля	КСПП, ВТСП	Т, ТПП (КСПП)
Длина участка регенерации, км	До 7,4	До 2,7 (3,8)
Максимальная длина секции ДП, км	50	43 (110)
Максимальная дальность связи, км	100	85 (440)
Максимальное число НРП между обслуживаемыми станциями	7	20 (28)

случае будет управлять системой передачи по заданной программе, и фиксировать все состояния и неисправности узлов аппаратуры.

Система ИКМ-30С используется на кабелях типа КСПП-1 x 4 x 1,2 или КСПП-1 x 4 x 0.9 по однокабельной схеме. Помимо возможностей системы ИКМ-30 с ее помощью можно организовать дополнительно общий канал сигнализации ОКС со скоростью передачи 64 кбит/с, а также осуществить выделение части каналов ТЧ и разветвление группового потока. Выделение и разветвление выполняются с использованием станций разветвления (СР). В одной системе возможно организовать связь центральной станции (ЦС) не более чем с семью оконечными ОС с помощью трех СР. При этом каждая СР может работать в режиме квадрата (рис. 7.3, а) или треугольника (рис. 7.3, б). В режиме квадрата возможно перераспределение каналов в количествах

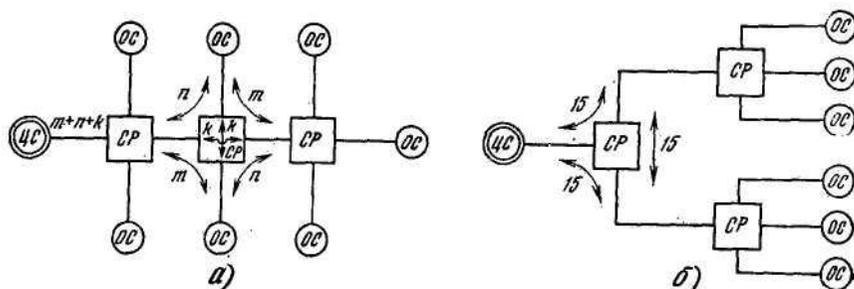


Рис. 7.3. Работа ЦСП ИКМ-30с в режимах квадрата (а) и треугольника (б).

Таблица 7.2

для системы передачи		
ИКМ-120	ИКМ-480	ИКМ-1920
120	480	1920
8	16	64
2048 ($1 \pm 3 \cdot 10^{-5}$)	8448 ($1 \pm 2 \cdot 10^{-5}$)	34368 ($1 \pm 1,5 \cdot 10^{-5}$)
8448 ($1 \pm 2 \cdot 10^{-5}$)	34368 ($1 \pm 1,5 \cdot 10^{-5}$)	139264 ($1 \pm 1 \cdot 10^{-5}$)
ЧПИ или КВП-3 0,75	КВП-3 0,5	КВП-3 0,15
10^{-7}	10^{-7}	10^{-7}
МКС, 3 КП 5 ± 0,5 200	МКТ-4 2,3 ... 3,2 200	КМБ-4 2,75 ... 3,15 240
600	2500	2500
40	80	80

k, m, n , причем $k + m + n = 30$. Станция разветвления, работающая в режиме треугольника, перераспределяет между направлениями группы по 15 каналов.

Каждая из станций ЦС, СР и ОС может быть питающей. Расстояние между станциями достигает 90 км (для кабеля с диаметром жил 0,9 мм) или ПО км (1,2 мм). Число необслуживаемых регенерационных пунктов между станциями не должно превышать 28. Система ИКМ-30С может работать совместно с ИКМ-30-4, поскольку в этих системах унифицирована точка стыка ТС₁ устройств АЦО и ОЛТ, принята единая структура временного спектра и выбран одинаковый код линейных сигналов. В табл. 7.2 приведены другие данные 30-канальных ЦСП, а также субпервичной ЦСП и ЦСП высших ступеней иерархии.

7.2. ВТОРИЧНЫЕ ЦСП

Вторичная система передачи ИКМ-120У, отвечающая рекомендациям МККТТ для европейской иерархии ЦСП, предназначена для организации каналов ТЧ на местных и внутризональных участках первичной сети по кабелям ЗКП и МКС. Основным узлом ИКМ-120У является устройство образования типового вторичного цифрового потока (вторичной временной группы ВВГ) со скоростью передачи 8448 кбит/с из четырех первичных потоков со скоростями передачи 2048 кбит/с (рис. 7.4).

использоваться для организации связи посредством типовой аппаратуры по радиорелейным и волоконно-оптическим линиям.

Временной спектр вторичного потока разделен на циклы длительностью $T_{ц} = 125$ мкс. Структура цикла типична для ЦСП с временным группообразованием при двустороннем согласовании скоростей объединяемых потоков (см. рис. 5.50).

7.3. ТРЕТИЧНЫЕ ЦСП

Рекомендациям МККТТ по третичным ЦСП европейской иерархии соответствуют 480-канальные системы (ИКМ-480), которые предназначены для использования на внутризональных и магистральных участках первичной сети. Однако внедрение этих систем в настоящее время сдерживается недостаточно высокой экономической эффективностью по сравнению с действующими СП с ЧРК.

Комплекс аппаратуры (рис. 7.5) предназначен для организации пучков каналов по кабелям МКТ-4 с коаксиальными парами малого диаметра (1,2/4,6 мм). На входы оборудования образования третичной временной группы - ТВГ (точки стыка $ТС_2$) поступают четыре типовых вторичных потока со скоростью 8448 кбит/с, которые объединяются в типовой третичный поток со скоростью передачи 34 368 кбит/с. В точке стыка $ТС_3$ оборудования ТВГ и ОЛТ параметры этого потока соответствуют рекомендациям МККТТ, что позволяет использовать оборудование ТВГ как для образования ЦСП следующей ступени иерархии (четверичной), так и для образования линейных трактов посредством Типовой аппаратуры на волоконно-оптических линиях связи.

Временной спектр линейного сигнала системы ИКМ-480 (рис. 7.6) разделяется на циклы длительностью $T_{ц} = 62,5$ мкс, равной половине длительности циклов 30- и 120-канальных ЦСП. Цикл состоит из трех равных по времени субциклов (а не четырех, как в других ЦСП с временным группообразованием), в каждом из которых содержится по 716 разрядов, причем

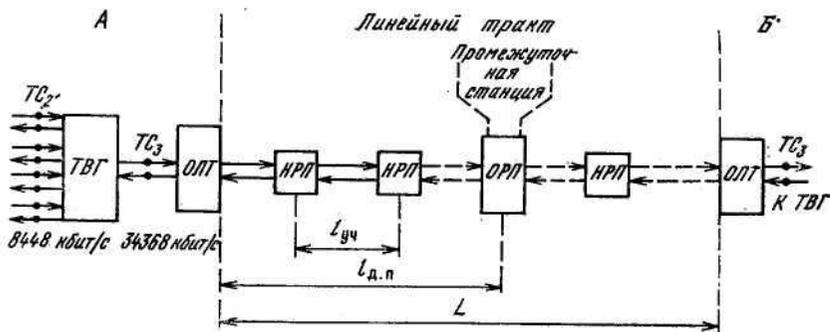


Рис. 7.5. Структурная схема ЦСП ИКМ-480

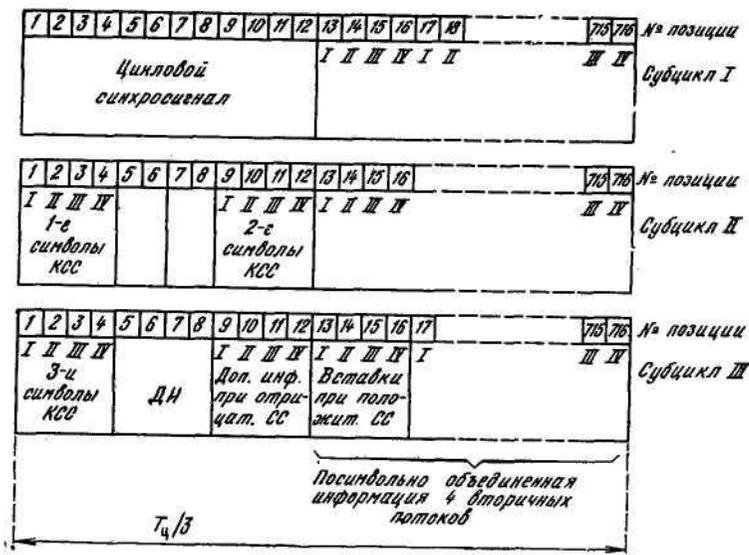


Рис. 7.6. Временной спектр ЦСП ИКМ-480

первые 12 из них занимают сигналы служебной информации (цикловым синхросигналом, сигналами команд согласования скоростей и т. д.), а остальные — информацией посимвольно объединенных четырех вторичных потоков. Таким образом, цикл передачи содержит 2148 позиций, из которых 2112 ± 4 являются информационными. Такая структура цикла передачи определяется в значительной мере тем, что система цикловой синхронизации использует 12-символьный синхросигнал, частота повторения которого должна быть достаточно высокой.

Если сравнить ЦСП ИКМ-480 с действующей ныне по кабелю МКП-4 системой передачи с ЧРК К-300, становятся очевидными недостатки первой. Главные из них — малая длина номинального кабельного участка $l_{\text{уч}}$ (3 км по сравнению с 6 км для К-300) и укороченная секция дистанционного питания $l_{\text{д.п}}$ (200 км по сравнению с 246 км для К-300). Последнее особенно неприятно тем, что существенно затрудняет замену аппаратуры К-300 аппаратурой ИКМ-480 на существующих линиях передачи. Стремление повысить рентабельность третичных ЦСП заставило рассмотреть возможность использования этой системы на кабелях связи с симметричными парами. В настоящее время разработана система ИКМ-480С, которая предназначена для применения на кабелях типа МКС, однако ее технико-экономические показатели сравнимы с показателями СП с ЧРК типа К-1020С, позволяющей организовывать на одной из

четверок кабеля МКС 1020 каналов ТЧ. Поэтому был разработан вариант ИКМ-480Х2, в котором благодаря использованию специального кода, понижающего тактовую частоту линейного сигнала, удалось удвоить число каналов ТЧ, организуемых по данному кабелю, без увеличения длин кабельных участков.

В системе ИКМ-480Х2 два третичных потока (34 368 кбит/с) объединяются и затем кодируются кодом FOMOT¹, относящимся к блочным кодам *4В3Т*, в которых исходный цифровой поток, состоящий из бинарных импульсов (+1,0), разбивается на группы по четыре символа. Каждая группа заменяется соответствующей трехсимвольной группой троичного кода (+ 1,—1,0). При этом тактовая частота снижается в 4/3 раза. Поскольку при объединении двух потоков тактовая частота удваивается, в данном случае имеет место ее увеличение лишь в 1,5 раза, что и позволяет сохранить с некоторыми усилиями прежнюю длину кабельного участка.

Общее число бинарных четырехсимвольных групп, отличающихся друг от друга, $2^4=16$, а общее число трехсимвольных в троичном коде $3^3 = 27$, т. е. при данном преобразовании в линейном сигнале появляется избыточность. Она используется для обеспечения синхронизма по кодовым группам (отсутствие синхронизма устанавливается по появлению запрещенной комбинации 000) и для выравнивания текущей суммы. Например, бинарной комбинации 0101 в этом коде соответствуют две троичные +1 + 1 + 1 или -1 + 1 -1, первая из которых передается, если к данному моменту текущая сумма оказалась отрицательной, а вторая — положительной. Снижение текущей суммы уменьшает низкочастотные составляющие в спектре линейного сигнала и тем самым уменьшает взаимные влияния импульсов друг на друга, т. е. повышает помехозащищенность регенераторов. Однако применение блочных кодов ухудшает некоторые параметры ЦСП, в частности уменьшает возможность контроля частоты ошибок в линейном тракте.

Вариант третичной ЦСП ИКМ-480Р используется как распределительная система на комбинированном кабеле КМ-8/6 для передачи к пунктам ответвления по коаксиальным парам малого диаметра каналов ТЧ, выделенных в пунктах транзита из трактов магистральной СП с ЧРК типа К-3600.

Создание линейных трактов на одномодовых оптических волокнах с малым километрическим затуханием существенно повышает рентабельность третичных ЦСП. В частности, применение волоконно-оптических вставок в линиях передачи на кабелях с металлическими парами позволяет уже в настоящее время увеличивать длину секции дистанционного питания линейного тракта третичной ЦСП до 246 км (ту же длину имеет секция линейного тракта К-300) и, следовательно, заменять действующие системы К-300 на ИКМ-480 или ИКМ-480 × 2 при относительно невысоких капитальных затратах, поскольку при этом сохраняются места расположения обслуживаемых промежуточных станций.

¹ FOMOT — от Four Mode Ternary (англ.) — четырехмодовый троичный.

7.4. ЧЕТВЕРИЧНЫЕ ЦСП

Четверичные ЦСП — системы передачи, объединяющие четыре третичных потока со скоростью 34 368 кбит/с в четверичный — 139264 кбит/с, т. е. позволяющие создавать пучки каналов ТЧ емкостью $480 \times 4 = 1920$. Разработанная система передачи ИКМ-1920 предполагает использование коаксиальных пар среднего диаметра (2,6/9,5 мм) кабелей КМ-4 и КМ-8/6. Номинальная длина кабельного участка такой системы $l_{\text{чл}} = 3$ км, а максимальная протяженность секции дистанционного питания $l_{\text{д.п}} = 240$ км. Система позволяет получать длину простого (без переприемов по ТЧ) канала ТЧ до 2500 км, а при наличии четырех переприемов — 12 500 км, что соответствует нормам на магистральные участки каналов ТЧ на первичной сети связи. Система ИКМ-1920 предусматривает использование АЦО-ТВ, позволяющее преобразовывать сигналы одного канала телевизионного вещания и двух каналов звукового сопровождения (или одного стерео) в три типовых третичных цифровых потока.

Линейный сигнал ИКМ-1920 разделяется на циклы, следующие с частотой 64 кГц ($T_{\text{ц}} = 15,625$ мкс). Цикл, в свою очередь, подразделяется на четыре субцикла (рис. 7.7) и содержит 2176 позиций, из которых 2148 ± 4 являются информационными.

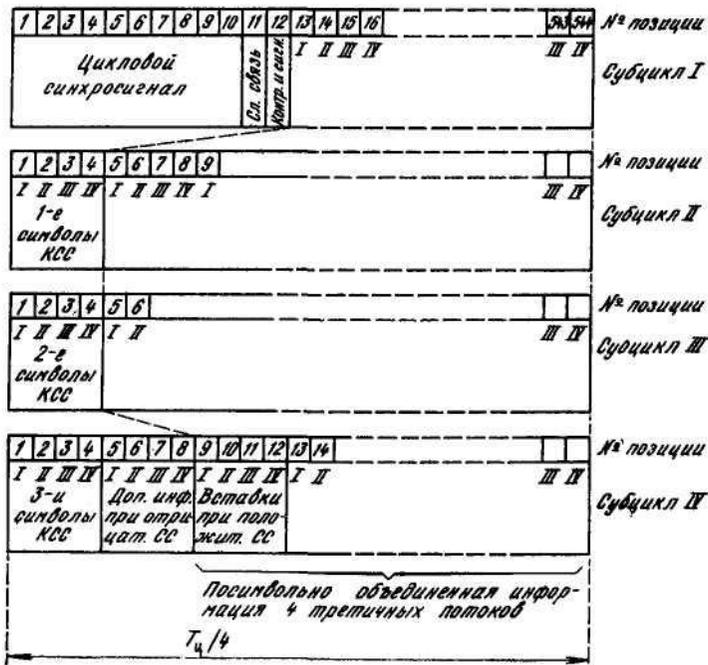


Рис. 7.7. Временной спектр ЦСП ИКМ-1920

Сравнение параметров линейного тракта ИКМ-1920 с параметрами линейных трактов систем передачи с ЧРК К-3600 и К-5400, имеющих ту же длину номинального кабельного участка (3 км), но позволяющих организовывать по тому же кабелю пучки по 3600 и 5400 каналов ТЧ соответственно вместо пучка емкостью 1920 каналов, говорит о неэффективности внедрения ЦСП ИКМ-1920. Поэтому в настоящее время налаживается выпуск модифицированной системы ИКМ-1920Х2, в которой удвоение числа каналов ТЧ достигается объединением двух четверичных цифровых потоков. Скорость передачи объединенного потока остается равной скорости одного четверичного за счет применения специального (духбинарного) кода, что позволяет сохранить прежнюю длину кабельного участка, равную 3 км, и существенно повысить рентабельность данной ЦСП. В дальнейшем предполагается использовать оборудование ИКМ-1920 для создания типовых четверичных цифровых потоков и передачи их по волоконно-оптическим линейным трактам, а также. Для организации связи по международной сети синхронной цифровой иерархии.

7.5. СУБПЕРВИЧНЫЕ ЦСП

К субпервичным ЦСП относятся широко используемые в настоящее время системы передачи ИКМ-15 и «Зона-15». Кроме того, к ним условно можно отнести систему С-32, предназначенную для совместной работы с электронной АТС типа ЭАТС-ЦА.

Наиболее распространенная на сети связи система ИКМ-15 предназначена для организации соединительных линий между сельскими АТС по кабелям КСПП и ВТСП и позволяет получать 15 каналов ТЧ. Для каждого канала ТЧ может быть организовано до трех выделенных сигнальных каналов (СК), вместо двух каналов ТЧ может быть организован один канал звукового вещания второго класса, а также четыре низкоскоростных канала для передачи дискретной информации.

Групповой сигнал ИКМ-15 передается со скоростью 1024 кбит/с; можно объединить цифровые потоки от двух систем и получить типовой первичный поток 2048 кбит/с, что обеспечивает совместимость данной ЦСП с системами, образующими рекомендованную МККТТ европейскую иерархию ЦСП.

Длина кабельного участка $l_{\text{уч}}$ (рис. 7.8) может выбираться в пределах 4...7,2 км для кабеля КСПП-1Х4Х0.9 и 4,4...7,4 км для кабеля КСПП-1 Х4Х 1,2, что соответствует пределам затухания кабельного участка 26... 46 дБ на полутактовой частоте 512 кГц. Максимальная протяженность линейного тракта L равна 50 км, возможно использование одной промежуточной станции, что позволяет увеличивать L до 100 км. На секции дистанционного питания $l_{\text{д.н}}$ возможна установка до семи НРП. Иногда для повышения защищенности от помех регенераторов, находящихся на оконечных станциях, пристанционные участки укорачивают до 1 км, что возможно при наличии искусственных, линий, входящих функциональных блоков ИКМ – 15.

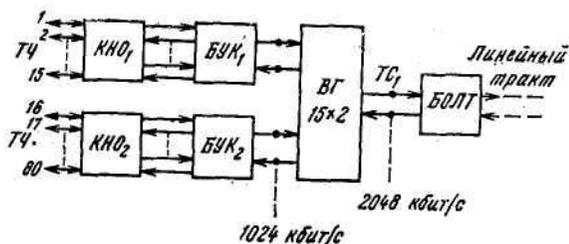


Рис. 7.10. Структурная схема оконечной станции «Зона-15»

На оконечной станции (рис. 7.10) используется оборудование КНО и БУК, аналогичное оборудованию ИКМ-15. Далее два цифровых потока со скоростью передачи 1024 кбит/с, соответствующие 15-канальным группам каналов ТЧ, направляются на блок временного группообразования (ВГ 15 x 2). Объединение потоков синфазно-синхронное, структура объединенного потока практически повторяет структуру потока первичной ЦСП, следовательно, система «Зона-15» совмещается с ИКМ-30С. Точка стыка ТС₁ между блоками ВГ и БОЛТ (оборудования линейного тракта) отвечает рекомендациям МККТТ, что увеличивает гибкость сети, позволяя подсоединять данное оборудование к соответствующим точкам стыка любого другого унифицированного оборудования.

В линейном тракте «Зоны-15» применен код ЧПИ. Длины кабельных участков устанавливаются исходя из типа примененного кабеля и возможности регенераторов покрывать затухание участков 9...36 дБ на полутактовой частоте (1024 кГц) и равны 1 ... 4,3 км. В состав аппаратуры может входить также блок цифрового транзита каналов, который используется на сетевых узлах в качестве оборудования транзита как отдельных каналов ТЧ, так и 15-канальных временных групп. При этом ввиду отсутствия преобразования цифровых сигналов в аналоговые сохраняется высокая помехозащищенность сигналов, а также несколько улучшаются другие параметры каналов ТЧ.

К субпервичным ЦСП можно отнести также систему С-32, входящую в комплекс ЭАТС-ЦА. Комплекс обеспечивает услуги телефонной связи и обмен нетелефонными цифровыми сообщениями. Главной чертой этой системы (рис. 7.11) является наличие приближенных к абонентам так называемых устройств абонентского мультиплексирования (УАМ) — концентраторов, позволяющих резко сокращать объем кабельных цепей, отнесенный к одному абонентскому номеру. Станционное оборудование производит коммутацию цифровых индивидуальных каналов, работающих на скорости 32 кбит/с под управлением устройств с записанной программой. Емкость отдельной ЭАТС-ЦА может достигать 30 000 номеров, модуля технического обслуживания и эксплуатации—до 90 000 номеров. Между ЭАТС-ЦА и другими встречными

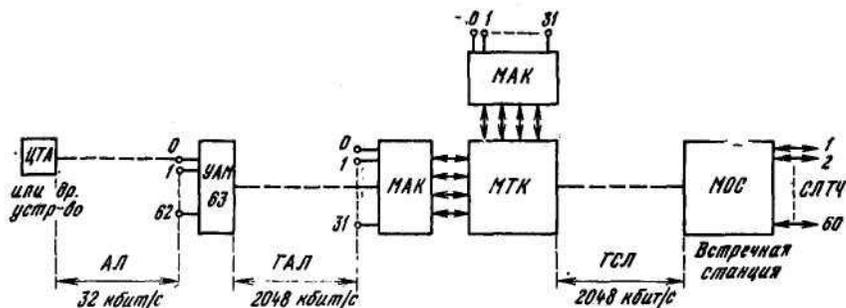


Рис. 7.11. Упрощенная структурная схема системы С-32

станциями используется сеть соединительных линий на базе групповых цифровых потоков со скоростями передачи 2048 кбит/с. На встречных станциях других типов должны устанавливаться комплекты сопряжения для преобразования информационного сигнала в аналоговую или цифровую форму соответственно и согласования систем обмена сигналами управления и взаимодействия. Цифровые абонентские аппараты (ЦТА) соединяются двухпроводными абонентскими линиями (АЛ) с концентратором ИАМ-63 (см. рис. 7.11). Абонентский аппарат осуществляет прямое и обратное преобразование разговорных сигналов и сигналов управления и взаимодействия в цифровой поток со скоростью передачи 32 кбит/с. Потоки приема и передачи разделены во времени, их символы занимают первую или вторую половину тактового интервала соответственно; таким образом, тактовая частота в АЛ составляет 64 кбит/с. В ЦТА используется аналого-цифровое преобразование сигналов посредством дельта-модуляции. Длина АЛ не должна превышать 500 м. Вместо ЦТА к УАМ-63 может быть подключено какое-либо другое абонентское устройство, предусматривающее обмен цифровыми потоками со скоростью до 32 кбит/с.

Концентратор УАМ-63 невелик и может устанавливаться, например, в подъездах зданий. На него поступает от абонентов до 63 цифровых потоков, где они синфазно-синхронно объединяются в поток, имеющий скорость 2048 кбит/с; 64-й поток со скоростью передачи 32 кбит/с используется для передачи служебной информации. Групповой поток передается по четырехпроводной групповой абонентской линии (ГАЛ) на станцию. Промежуточных регенераторов на ГАЛ не предусмотрено; в зависимости, от типа кабеля максимальная длина ГАЛ может достигать 4,5 км (кабель ТПП — 0,64 мм) или 7 км (кабель КСПП-1 X 4 X 0.9)—оконечные регенераторы перекрывают затухание 60 дБ на полутаковой частоте 1024 кГц.

Следующим блоком является модуль абонентской концентрации (МАК), к которому может быть подведено до 32 ГАЛ и который содержит соответствующий сегмент коммутационного поля.

Если вызываемый абонент подключен к этому же МАК, соединение замыкается через него, в противном случае МАК выходит на модуль транзитной коммутации (МТК), с которым он соединен четырьмя трактами, позволяющими обмениваться цифровыми потоками со скоростью передачи 2048 кбит/с. Модули МАК и МТК находятся на одной станции. Второй содержит коммутационное поле, позволяющее подключать со стороны абонентов до 15 названных цифровых потоков и 16 групповых соединительных линий (ГСЛ), по которым также передаются потоки со скоростями 2048 кбит/с.

Групповые соединительные линии соединяют данную станцию с встречной. Если последняя также является ЭАТС-ЦА, соединительная линия включается в ее МТК, в противном случае линия должна быть подсоединена к специальному модулю оборудования сопряжения (МОС). Линия ГСЛ аналогична ГАЛ, ее длина также может достигать 7 км, и на ней не предусматриваются промежуточные регенераторы. В МОС осуществляется прямое и обратное преобразование цифрового потока в разговорные сигналы и сигналы управления станции данного типа. От МОС к встречной станции отходит до 60 соединительных низкочастотных линий.

На рис. 7.11 не показан модуль технического обслуживания и эксплуатации (МТОЭ), который может располагаться как на данной ЭАТС-ЦА, так и на значительном удалении от нее. Модуль обслуживает до трех ЭАТС-ЦА, на нем устанавливается управляющая ЭВМ и устройства, обеспечивающие доступ оператора в систему.

Пользователи системы С-32 входят в интегральную цифровую сеть, позволяющую обмениваться любой информацией со скоростью передачи до 32 кбит/с. Можно предположить, что системы передачи, подобные С-32, еще не скоро получат широкое распространение. Однако уже сейчас можно добиться значительного сокращения объема кабельных цепей, отнесенного к одному абоненту, применяя серийно выпускаемые в России двух- и четырехканальные ЦСП: ИКМ-2-4 и ИКМ-4-4, предназначенные для уплотнения двухпроводных абонентских трактов. Так, ИКМ-4-4 позволяет организовывать по абонентскому тракту четыре типовых канала ТЧ с двух- или четырехпроводным окончанием; сигналы управления и взаимодействия передаются по выделенным сигнальным каналам (по два на каждый канал ТЧ). Вместо канала ТЧ абоненту может быть предоставлен канал передачи данных со скоростью передачи до 64 кбит/с при работе в синхронном режиме или до 19 кбит/с при работе в асинхронном. Эта ЦСП может применяться на абонентских линиях практически с любыми используемыми на них кабелями. Максимальная длина линии достигает 3 км при диаметре жил кабеля 0,4 мм и 8 км при диаметре 0,7 мм. Комплект аппаратуры, ус-

танавливаемый на станции, питается от первичного источника —60 В, а комплект на абонентском конце — дистанционно по искусственным цепям.

В настоящее время разрабатывается 15-канальная ЦСП для абонентских линий, которая в основном позволит решить проблему телефонизации на базе уже сложившихся телефонных сетей крупных городов.

Глава 8. ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

8.1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ВОСП

В настоящее время в развитых странах волоконно-оптические системы передачи (ВОСП) широко внедряются на всех участках сетей связи. По сравнению с существующими системами связи на медных кабелях ВОСП обладают рядом преимуществ, основными из которых являются: широкая полоса пропускания, позволяющая организовывать по одному волоконно-оптическому тракту необходимое число каналов с дальнейшим их наращиванием, а также предоставлять абоненту наряду с телефонной связью любые виды услуг связи (телевидение, телефакс, широкополосное радиовещание, телематическое и справочное обслуживание, рекламу, местную связь и др.); высокая защищенность от электромагнитных помех; малое километрическое затухание и возможность организации регенерационных участков большой протяженности; значительная экономия меди и потенциально низкая стоимость оптического кабеля (ОК) и др.

На передающей станции А (рис. 8.1) первичные сигналы в электрической форме поступают на аппаратуру системы передачи (СП), с выхода которой групповой сигнал подается в оборудование сопряжения (ОС). В ОС электрический сигнал преобразуется в форму, целесообразную для передачи по волоконно-оптическому линейному тракту. Оптический передатчик (ОП_р) преобразует электрический сигнал с помощью модуляции оптической несущей в оптический сигнал. При распространении последнего по оптическому волокну (ОВ) происходят его ослабление и искажение.

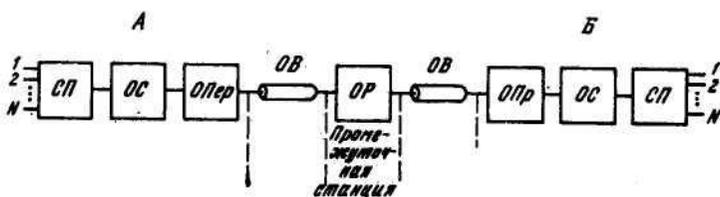


Рис. 8.1. Принцип организации волоконно-оптической связи

Для увеличения дальности связи через определенное расстояние, называемое участком ретрансляции, устанавливаются промежуточные обслуживаемые или необслуживаемые станции, где осуществляются коррекция искажений и компенсация затухания.

На промежуточных станциях главным образом по техническим причинам целесообразно производить обработку (усиление, коррекцию, регенерацию и т. д.) электрического сигнала. Поэтому промежуточные станции ВОСП строятся с преобразованием на входе оптического сигнала в электрический и обратным преобразованием на выходе. В принципе возможно построение чисто оптических промежуточных станций на основе оптических квантовых усилителей. На приемной оконечной станции Б осуществляется обратное преобразование оптического сигнала в электрический.

Для модуляции оптической несущей информационным сигналом можно использовать частотную модуляцию, фазовую, амплитудную, модуляцию по интенсивности (МИ), поляризационную модуляцию (ПМ) и др. В подавляющем большинстве случаев применяется модуляция по интенсивности оптического излучения. При фиксированных пространственных координатах мгновенное значение электрического поля монохроматического оптического излучения можно записать в виде $E(t) = E_M \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$, где E_M — амплитуда поля; ω_0 и φ_0 — соответственно частота и фаза оптической несущей. Тогда мгновенное значение интенсивности $P_{Mz} = E_M^2(t) = \cos^2(\omega_0 t + \varphi_0)$, а усреднение по периоду $T_0 = 2\pi/\omega_0$ дает величину $P = 0,5 E_M^2$, которая называется средней интенсивностью или мощностью. При МИ именно величина P изменяется в соответствии с модулирующим сигналом $c(t)$, т. е. $P(t) \sim c(t)$. Обладая волновой природой, оптическое излучение в то же время дискретно. Оно излучается и поглощается только в виде дискретных квантов — фотонов с энергией $h f_0$, где h — постоянная Планка. Поэтому мощность оптического излучения P можно характеризовать интенсивностью (количеством в единицу времени) потока фотонов $J = P/h f_0$. Следовательно, при модуляции интенсивности $J(t) \sim c(t)$.

Применение МИ объясняется тем, что этот вид модуляции в широком диапазоне частот выполняется для используемых в оптических передатчиках полупроводниковых источников излучения (светодиодов, лазерных диодов) простыми техническими средствами. Для управления интенсивностью излучения полупроводникового источника достаточно изменять ток инжекции (накачки) в соответствии с модулирующим сигналом. Это легко обеспечивается электронной схемой возбуждения в виде усилителя тока. Модуляция по интенсивности оптического излучения приводит и к простым решениям обратного преобразования оптического сигнала в электрический. Действительно, фотодетектор, входящий в состав фотоприемника, является квадратичным прибором, выходной ток которого пропорционален квадрату амплитуды оптического поля,

т. е. мощности падающего на фоточувствительную поверхность оптического сигнала.

Рассмотренный принцип приема оптического сигнала относится к методу прямого фотодетектирования (некогерентный, энергетический прием). Другим методом приема является метод фотосмещения (когерентный, гетеродинный и гомодинный прием). Гетеродинный прием реализуется значительно сложнее метода прямого детектирования и требует совмещения волнового фронта поля гетеродинного излучения с волновым фронтом поля сигнала. В результате фотодетектирования суммарного поля выделяется сигнал промежуточной (разностной) частоты, амплитуда, частота и фаза которого соответствуют указанным параметрам принимаемого оптического сигнала.

Гомодинный прием отличается от гетеродинного тем, что частоты излучений гетеродина и передатчика совпадают. Он дает дополнительное улучшение отношения сигнал-шум до 3 дБ, но его практическая реализация еще более затруднена в связи с необходимостью фазовой автоподстройки частоты лазерного гетеродина.

В настоящее время в качестве оконечной аппаратуры ВОСП используются цифровые системы передачи, т. е. ВОСП строятся как цифровые. Это объясняется существенными преимуществами цифровых СП по сравнению с аналоговыми: высокой помехоустойчивостью; малой зависимостью качества передачи от длины линейного тракта; высокими технико-экономическими показателями и др. Аналоговые СП пока не применяются на волоконно-оптических трактах из-за сравнительно высокой нелинейности источников оптического излучения и технической сложности обеспечения требуемой помехозащищенности. Тем не менее исследования в области аналоговых ВОСП показывают их перспективность в ряде областей (оптическое кабельное телевидение, телеметрия, системы оперативной и служебной связи).

В настоящее время ВОСП строятся как двухволоконные однополосные однокабельные (рис. 8.2). При таком построении передача и прием оптических сигналов ведутся по двум волокнам и осуществляются на одной длине волны λ . Каждое ОВ является эквивалентом двухпроводной физической цепи. Так как взаимные влияния между оптическими волокнами кабеля практически отсутствуют, тракты передачи и приема различных систем организуются по одному кабелю, т. е. ВОСП являются однокабельными.

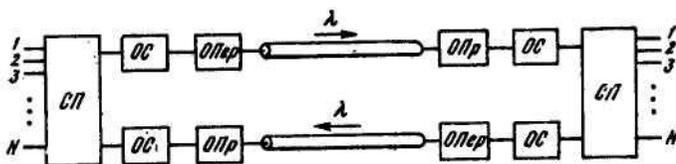


Рис. 8.2. Принцип построения двухволоконной однополосной однокабельной ВОСП

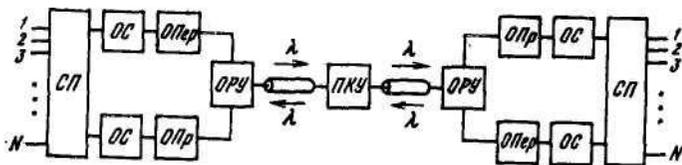


Рис. 8.3. Принцип построения одноволоконной двухполосной однокабельной ВОСП

К достоинствам данной схемы организации связи следует отнести однотипность оборудования передачи и приема конечных и промежуточных станций. Существенным недостатком является весьма низкий коэффициент использования пропускной способности ОВ.

С учетом того, что доля затрат на кабельное оборудование составляет значительную часть стоимости ВОСП, а цены на оптический кабель в настоящее время остаются достаточно высокими, возникает задача повышения эффективности использования пропускной способности ОВ за счет одновременной передачи по нему большего объема информации. Этого можно добиться, например, передачей информации во встречных направлениях по одному ОВ при использовании на конечных станциях оптических развязывающих устройств (ОРУ) и в линии промежуточных корректирующих усилителей (ПКУ) (рис. 8.3). Особенностью данной схемы является использование ОВ для передачи сигналов в двух направлениях на одной длине волны.

Принципиальной особенностью двусторонних (дуплексных) систем является наличие переходных помех между информационными потоками, распространяющихся во встречных направлениях. Переходные помехи возникают за счет обратного рэлеевского рассеяния в ОВ, ответвителях, из-за отражения света от сварных стыков и разъемных соединений на концах линии. Помеху обратного рассеяния можно разделить на постоянную и частотно-зависимую переменную, влияние которых на чувствительность фотоприемного устройства различно. В табл. 8.1 приведены результаты расчетов постоянной составляющей A_0 переходного затухания.

Как видно из табл. 8.1, максимальное значение $A_0 = 39$ дБ достигается в одномодовом ОВ (ООВ) при $\lambda = 1,3$ мкм.

Таблица 8.1

λ , мкм	α , дБ/км	A_0 , дБ, для волокна	
		многомодового	одномодового
0,85	2,3	29	35
1,3	1,0	33	39
1,55	0,3	31	37

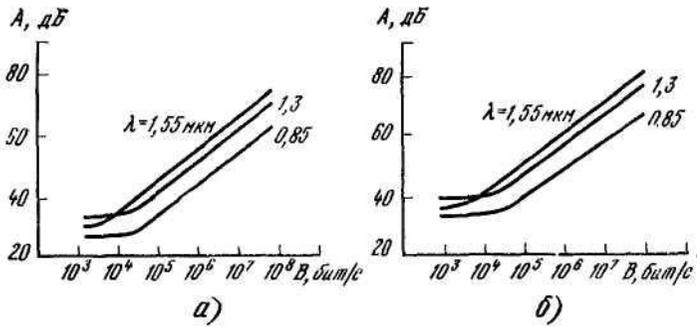


Рис. 8.4. Зависимость переходного затухания переменной составляющей от скорости передачи информации для многомодовых (а) и одномодовых (б) волокон

На рис. 8.4 показаны кривые зависимости переходного затухания переменной составляющей от скорости передачи информации V для многомодовых и одномодовых волокон. Значение A растет с увеличением скорости передачи информации и имеет максимальное значение в диапазоне 1,55 мкм. Уровень переменной составляющей помехи с увеличением V уменьшается, крутизна спада равна примерно 10 дБ/окт. Оптимальный режим работы двусторонней ВОСП, при котором уровень переходной помехи минимален, достигается при $A_{\text{ср}} = 1,55$ мкм и скорости передачи информации по ООВ более 35 Мбит/с.

Наибольший интерес представляют ВОСП со спектральным разделением (ВОСП-СР). Такие системы строятся как одноволоконные многополосные однокабельные (рис. 8.5). На передающей станции электрические сигналы от n систем передачи поступают на передатчики, излучающие оптические несущие с длинами волн $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_n$. С помощью мультиплексоров (МП) и демультиплексоров (ДМ) осуществляется их ввод в одно волокно на передаче и разделение на приеме. Таким образом, по одному ОВ организуется n спектрально разделенных оптических каналов, что значительно увеличивает коэффициент использования пропускной способности волокна. Возможность построения таких систем основывается на сравнительно слабой зависимости коэффициента затухания оптического кабеля в пределах используемого спектраль-

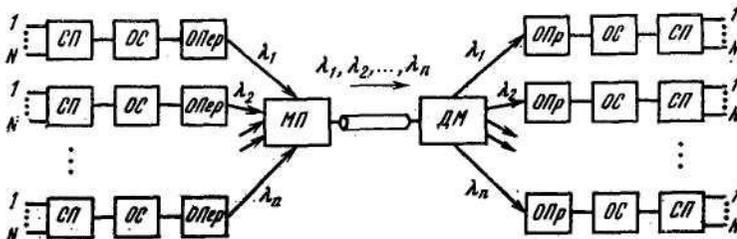


Рис. 8.5. Структурная схема ВОСП-СР

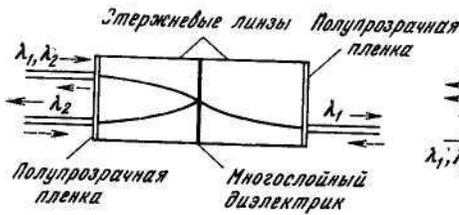


Рис. 8.6. Мультиплексор на основе многослойного диэлектрика

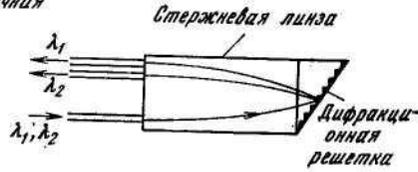


Рис. 8.7. Мультиплексор на основе дифракционной решетки

ного затухания оптического кабеля в пределах используемого спектрального диапазона от частоты (или длины волны) оптической несущей.

Принцип работы мультиплексора и демультиплексора основан на известных явлениях физической оптики: дисперсии, дифракции и интерференции. В основе их структуры может быть оптическая призма, многослойный диэлектрик, дифракционная решетка и др.

В многослойных структурах (рис. 8.6) можно выбрать волновую зону прозрачности и ширину этой зоны. Конструктивно мультиплексор — это многослойная диэлектрическая структура, зажатая с обеих сторон двумя стержневыми линзами. Торцевые поверхности линз покрыты поглощающей пленкой диэлектрика. Оптические оси линз и волокон смещены друг относительно друга. В большинстве случаев эти устройства имеют следующие характеристики: число волн 2—6, прямые потери 2... 5 дБ, переходное затухание 20 ...40 дБ, интервалы между длинами волн 30... 100 нм.

В мультиплексорах на основе дифракционной решетки (рис. 8.7) используется зависимость угла дифракции луча, проходящего через дифракционную решетку отражательного типа, от длины волны. Следовательно, размещая ОВ в местах образования светового пятна, соответствующих различной длине волны, можно добиться разделения световых волн по длине. Конструктивно такие МП выполняются следующим образом. К одному из торцов стержневой линзы приклеена отражательная дифракционная решетка. Разделительные свойства фильтра определяются избирательностью дифракционной решетки по длине волны и диаметром сердечника входных и выходных ОВ. Ширина полосы пропускания пропорциональна диаметру сердечника, поэтому для ее расширения используются входные и выходные оптические волокна большего диаметра. Мультиплексоры на основе дифракционной решетки имеют следующие характеристики: полоса прозрачности около 20 нм, прямые потери не более 4 дБ, переходное затухание до 40 дБ.

Относительно высокие плотности оптической энергии в ОВ вызывают заметное проявление нелинейных эффектов. В ВОСП-СР наиболее заметным из них является эффект усиления вследствие комбинационного рассеяния (УВКР), который обусловлен резонансным взаимодействием оптических несущих с оптическими фотонами вещества волокна.

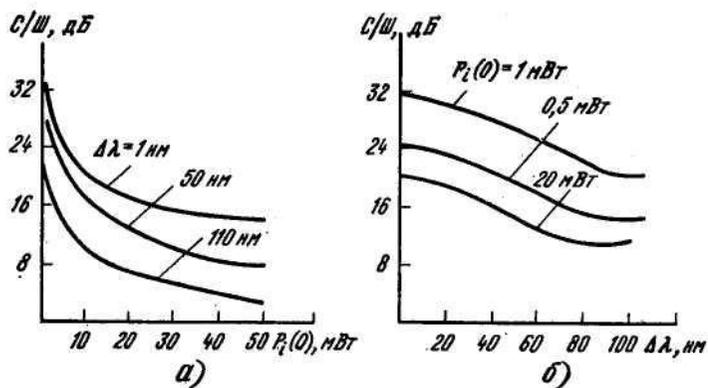


Рис. 8.8. Зависимость отношения С/Ш от мощности подводимого излучения (а) и разнеса оптических несущих (б)

тонами вещества волокна. В результате эффекта УВКР в ОВ наблюдаются взаимодействие между оптическими сигналами различных каналов, которое выражается уменьшением мощности оптических несущих с меньшей длиной волны и увеличением за счет этого мощности оптических несущих с большими длинами волн. Перекрестные помехи, вызванные эффектом УВКР в ВОСП-СР, характеризуются условным отношением сигнал-шум $C/Ш = 10 \lg P_1 / P_1 - P_1$, где P_1 — мощность оптического сигнала в ОВ одной несущей при отсутствии УВКР помехи; $P_1 - P_1$ — то же, но при воздействии УВКР помехи. На рис. 8.8 показаны зависимости отношения сигнал-шум для двухканальной ВОСП-СР протяженностью 50 км от мощности подводимого излучения при $P_1 = P_2$, $\lambda = 1,55$ мкм, $\alpha_1 = \alpha_2 = 0,2$ дБ/км для различных ДА, и от разнеса оптических несущих ЛЯ при различных уровнях мощности подводимого излучения P_i .

Анализируя зависимости, можно отметить, что заметное (более 20 дБ) подавление УВКР-помехи в ВОСП-СР может быть обеспечено даже при сравнительно больших (несколько милливатт) мощностях излучения в ОВ, если разнос спектральных несущих не превышает 10 нм. Это указывает на целесообразность использования в ВОСП-СР мультиплексоров и демодуляторов, а также излучателей с высокой разрешающей способностью по длине волны. Данное условие согласуется с рекомендациями по построению ВОСП-СР с минимальным разнесом несущих, основанными на оценках энергетического потенциала и широкополосности таких систем.

Изменение отношения сигнал/шум, обусловленное УВКР, наиболее заметно на начальном участке ОВ и практически не зависит от уровня мощности передаваемых сигналов. При длине ОВ более 15 км влияние эффектов УВКР стабилизируется.

При использовании ОВ в качестве среды распространения информационных сигналов можно использовать различные методы его уплотнения: временное, пространственное, частотное и спектральное.

8.2. МЕТОДЫ УПЛОТНЕНИЯ ВОЛС

Временное уплотнение. Данный метод предполагает объединение нескольких информационных потоков в один. Объединение может быть осуществлено на уровне электронной аппаратуры (электрических сигналов) и на уровне оптических сигналов. При объединении электрических сигналов (рис. 8.9) две серии импульсов (может быть N источников), поступающие с входов A и B , с помощью устройства объединения (УО) суммируются в определенной последовательности чередования в групповой сигнал. Последний в оптическом передатчике модулирует оптическую несущую. Оптическое излучение распространяется по ОВ и в оптическом приемнике вновь преобразуется в электрический сигнал. Затем этот сигнал разделяется устройством разделения (УР) на две серии импульсов, подобных входным, которые поступают на выходы A' и B' .

Схема объединения оптических цифровых потоков показана на рис. 8.10. Электрические цифровые потоки от N источников поступают на N оптических передатчиков, в которых осуществляется преобразование электрических сигналов в оптические. Перед объединением оптических сигналов происходит их задержка на Δt ; $2\Delta t$; $3\Delta t$; ...; $(N - 1)\Delta t$. После такой задержки на выходе оптического смесителя (ОС) имеем последовательность оптических импульсов. На приеме осуществляется обратное преобразование.

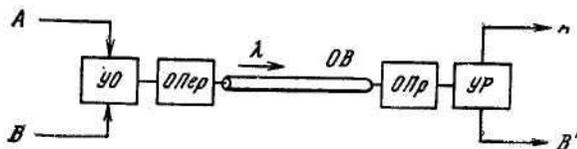


Рис. 8.9. Принцип временного уплотнения на уровне объединения электрических сигналов

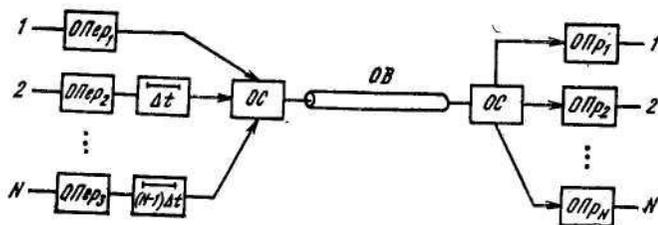


Рис. 8.10. Принцип временного уплотнения на уровне объединения оптических сигналов

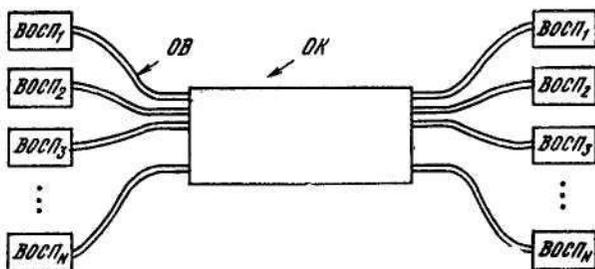


Рис. 8.11. Принцип пространственного уплотнения

При временном уплотнении требуется передача коротких (10^{-9} с и менее) световых импульсов. Однако передача субнаносекундных импульсов предъявляет чрезвычайно высокие требования к быстродействию оптоэлектронных компонент приемопередающей аппаратуры ВОСП, близкие к их предельным возможностям. Кроме того, скорость передач (широкополосность) ограничена дисперсионными свойствами оптического волокна.

К основным достоинствам временного уплотнения относятся: увеличение коэффициента использования пропускной способности оптического волокна (уже экспериментально достигнуты скорости передачи 8... 16 Гбит/с); возможность создания полностью оптической сети связи.

Пространственное уплотнение. Этот метод использует преимущества оптических волокон: гибкость и малые размеры. Это позволяет создавать оптический кабель, содержащий несколько десятков ОВ. При таком методе (рис. 8.11) число ВОСП равно числу ОВ в оптическом кабеле, а следовательно, пропускная способность определяется числом ОВ в кабеле. Недостатком пространственного уплотнения являются большой расход оптического волокна, значительные затраты на каблирование, а следовательно, и высокая стоимость линейного тракта. Для магистральных ВОСП, где стоимость 1 кан. км определяется в основном стоимостью кабеля, метод пространственного уплотнения не обеспечивает улучшения технико-экономической эффективности.

Частотное уплотнение (гетеродинное). В системах передачи с частотным уплотнением исходным сигналам различных источников информации в линейных трактах отводятся определенные полосы частот. В этом случае для получения группового линейного сигнала требуются близко расположенные стабильные оптические несущие. Однако нестабильность линии излучения, полупроводниковых лазеров, особенно при высокоскоростной модуляции, приводит к тому, что расстояние по спектру между рабочими длинами волн соседних каналов во много раз превышает полосу информационного сигнала. Поэтому для получения близко расположенных спектральных каналов в ВОСП используются различные несущие не от разных источников, а от одного с помощью сдвига оптической несущей.

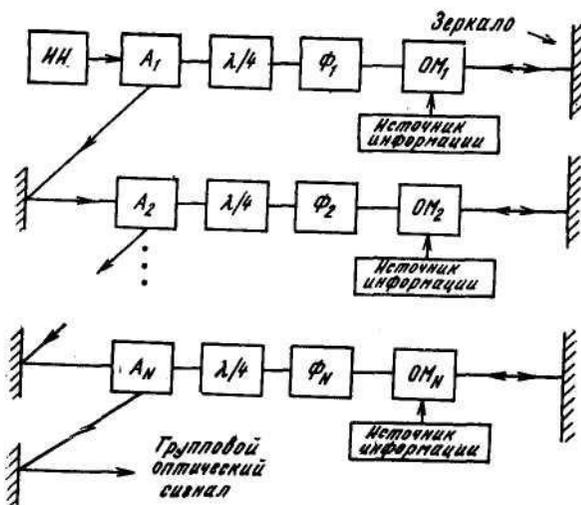


Рис. 8.12. Принцип формирования группового оптического сигнала при частотном (гетеродинном) уплотнении

Оптическое излучение с выхода лазерного источника излучения (ИИ) (рис. 8.12), содержащего ряд несущих $f_1, f_2, f_3, \dots, f_N$, поступает на анализатор A_1 представляющий собой призму Глана—Тейлора, а затем, пройдя четвертьволновую призму, — на фильтр первого канала Φ_1 . Этот фильтр пропускает оптическую несущую первого канала f_1 к оптическому модулятору $ОМ_1$ где она и модулируется. Оптическое излучение с частотами f_2, f_3, \dots, f_N (т. е. кроме f_1) отражается фильтром и возвращается к анализатору A_1 , по пути к которому вторично проходит через четвертьволновую призму и попадает на анализатор A_2 . Оптическая несущая первого канала, промодулированная в оптическом модуляторе $ОМ_1$ информационным сигналом, отражаясь от зеркала, также возвращается к анализатору A_1 .

Плоскость поляризации оптического сигнала, дважды прошедшего четвертьволновую призму, поворачивается на $\pi/2$ по отношению к плоскости поляризации исходного колебания, в связи с чем световой пучок отклоняется в призме и выходит из нее. Далее общий сигнал поступает на анализатор A_2 и процесс повторяется, с той лишь разницей, что модулируется оптическое излучение с частотой f_2 . Таким образом формируется оптический групповой сигнал, поступающий в оптическую линию связи.

На приеме оптический групповой сигнал, содержащий ряд промодулированных оптических несущих, поступает на анализатор A_1 (рис. 8.13), а затем после прохождения через четвертьволновую призму и фильтр первого канала — на оптический смеситель (00). Фильтр Φ_1 пропускает только оптический сигнал с частотой f_1 остальные сигналы отражаются и поступают на A_2 .

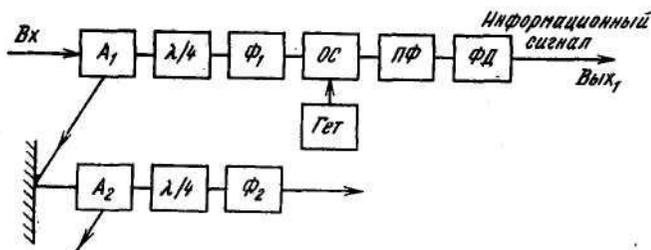


Рис. 8.13. Принцип приема группового оптического сигнала при частотном (гетеродинном) уплотнении

Оптическая промодулированная несущая с частотой f_1 перемножается в ОС с частотой местного гетеродина, затем промежуточная частота $f_{ПР}$ выделяется полосовым фильтром (ПФ) и поступает на фотодетектор (ФД), на выходе которого формируется электрический сигнал. Таким образом, прием осуществляется гетеродинным способом. Аналогично происходит детектирование сигнала во всех остальных каналах.

Достоинства метода частотного (гетеродинного) уплотнения заключаются в том, что длина участка регенерации за счет гетеродинного приема возрастает до 100 ...200 км; значительно повышается коэффициент использования пропускной способности оптического волокна. К недостаткам относится то, что при данном методе требуется оптический тракт приема и передачи с сохранением поляризации, а также целый ряд дополнительных устройств: сдвигателей частоты, оптических вентилях, контроллеров поляризации, оптических усилителей, системы автоподстройки частоты и т. п., что значительно усложняет систему и увеличивает ее стоимость.

Что касается метода спектрального уплотнения, рассмотренного ранее, то можно отметить, что он является наиболее перспективным.

8.3. ПЕРЕДАЮЩИЕ И ПРИЕМНЫЕ ОПТИЧЕСКИЕ МОДУЛИ

Передающие оптические модули. Оптические передатчики и приемники ВОСП выполняются в виде модулей, в состав которых входят источники и приемники оптического излучения и электронные схемы обработки электрических сигналов.

К источникам оптического излучения предъявляются следующие требования: длина волны излучения должна совпадать с одним из минимумов спектральных потерь оптических волокон; конструкция источника должна обеспечивать достаточно высокую мощность выходного излучения и эффективный ввод его в оптическое волокно; источник должен иметь высокую надежность и большой срок службы; габаритные размеры, масса и потребляемая мощность должны быть минимальными; простота технологии должна

обеспечивать невысокую стоимость и высокую воспроизводимость характеристик.

Известны три класса источников оптического излучения для ВОСП: планарные полупроводниковые, волоконные и объемные микрооптические (микролазеры). Все они в той или иной мере удовлетворяют изложенным выше требованиям, однако только планарные полупроводниковые источники — светоизлучающие (СИД) и лазерные диоды (ЛД) — широко используются в реальных системах. Они работают в диапазоне волн 0,8... 1,6 мкм, который характеризуется минимальными потерями в ОВ, и позволяют вводить в волокно достаточно большую мощность (0,05... ... 2 мВт),

В СИД оптическое излучение происходит в результате спонтанной эмиссии, когда к области $p-n$ -перехода в полупроводниковом материале с прямыми переходами приложено положительное смещение. Спонтанное оптическое излучение возникает при переходе любого электрона с одного энергетического уровня на другой. Частота излучения f определяется разностью энергетических уровней E_q , т. е. шириной запрещенной энергетической зоны $f = c/\lambda = E_q/h$, где h — постоянная Планка; c — скорость света в вакууме.

Поскольку время перехода всех электронов с одного энергетического уровня на другой не совпадает, то происходит наложение излучения и возникают оптические волны с неодинаковой амплитудой и фазой, а вследствие этого наблюдается неоднородность и по частоте. Кроме того, мельчайшие колебания энергии E_q также влияют на частотный разброс излучения. Эти флуктуации приводят к тому, что спектр излучения приобретает некоторую ширину Δf (рис. 8.14). Значение Δf используется как параметр, характеризующий монохроматичность источника излучения. Спонтанное излучение обладает низкой монохроматичностью (некогерентное излучение).

Основными характеристиками источников излучения наряду с шириной спектра излучения являются ватт-амперная характеристика, максимальное

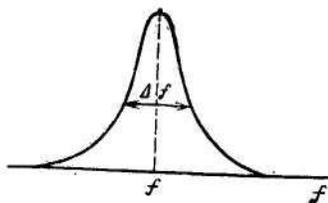


Рис. 8.14. Спектр излучения СИД

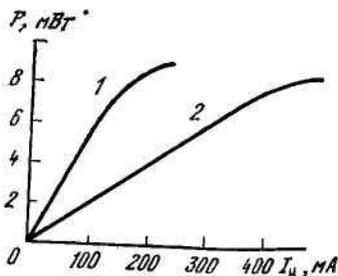


Рис. 8.15. Зависимость мощности излучения от тока инжекции для СИД с поверхностным излучением (1) и торцевого типа (2)

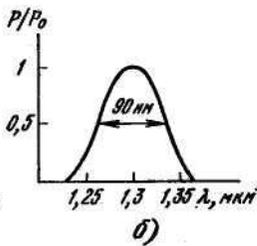
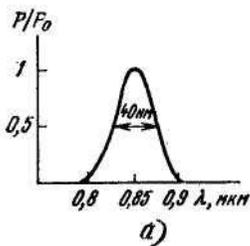


Рис. 8.16. Спектральное распределение излучения СИД с поверхностным излучением при $\lambda=0,85$ мкм (а) и торцевого типа при $\lambda=1,3$ мкм (б)

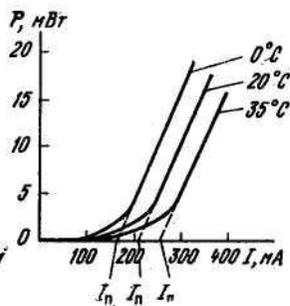


Рис. 8.17. Зависимость мощности излучения ПЛ от тока накачки (ватт-амперная характеристика) при различных значениях температуры

тика, максимальное значение частоты модуляции, срок службы и надежность.

Зависимость мощности излучения от тока инжекции (накачки) показана на рис. 8.15. Особенностью этих характеристик является практически линейная зависимость $P = f(I_n)$. Это позволяет использовать аналоговые системы передачи для модуляции оптического излучения.

На рис. 8.16 приводится спектральное распределение излучения СИД. Как правило, линия излучения для СИД с поверхностным излучением имеет примерно гауссовскую форму с шириной до 0,04 мкм при $\lambda = 0,85$ мкм, а для СИД торцевого типа $\Delta\lambda \leq 0,09$ мкм при $\lambda = 1,3$ мкм.

Максимальная частота модуляции $f_{max} = 1/(2\pi\tau_u\eta_{ви})$, где $\eta_{ви}$ — внутренняя квантовая эффективность материала полупроводника; τ_u — время жизни неосновных носителей, обусловленное излучательными переходами.

По возможности необходимо уменьшить излучательное время жизни τ_n . При этом возрастает как значение $\tau_{ви}$ на низких частотах модуляции, так и высокочастотная граница. Уменьшить значение $\tau_{ви}$ можно увеличением степени легирования и уровня инжекции. Так, в СИД торцевого типа удастся получить в 4 раза большую полосу модуляции (100 МГц) по сравнению с СИД с поверхностным излучением без снижения квантовой эффективности.

Всем параметрам СИД присуща деградация — постепенное уменьшение мощности излучения при длительной эксплуатации. Эмпирически установлено, что после некоторого начального периода «приработки» изменение мощности подчиняется обычному экспоненциальному закону $P(t) = P(0)e^{-t/\tau_{cl}}$, где

$t_{cl} = AI_u^{-m} e^{-\varepsilon_{cl}/(KT)}$ — срок службы (деградации) СИД. Здесь A и m — константы, определяемые материалом и конструкцией СИД. Обычно $m \approx 1$.

...2 и растет с увеличением тока I_u . Активационная энергия ε_{cl} такова, что при возрастании температуры на 10...20°C t_{cl} снижается вдвое. Для использования в ВОСП срок службы СИД должен составлять 10^5 ч для наземных и 10^6 ч для подводных оптических кабелей.

Полупроводниковые лазерные диоды являются когерентными источниками света. В основе их работы лежит спонтанное излучение полупроводника, охваченное объемным резонатором. Уменьшение плотности тока и улучшение других характеристик достигнуто за счет использования многослойных полупроводников-гетероструктур с односторонним (ОГС) и двусторонним (ДГС) ограничением, в которых удается снизить величину I_n до 1 ... 2 А/см².

Если увеличить ток накачки в ЛД с ОГС или ДГС с широким контактом по всей поверхности, то генерация сначала возникает в малой области шириной 3...5 мкм. По мере увеличения тока «загораются» все больше таких областей, каждая из которых является как бы самостоятельно генерирующей. Это приводит к увеличению шума, расходимости и нестабильности излучения.

На практике желательно иметь один канал генерации. Этого можно добиться ограничением активной области узкой полоской вдоль резонатора. Такие лазерные диоды называются лазерами с полосковой геометрией. В них I_n уменьшается до 500 мА/см², излучающую поверхность можно изготовить до размеров, обеспечивающих эффективный ввод излучения в оптическое волокно с малой числовой апертурой NA , и повысить стабильность излучения.

К числу основных характеристик лазерных диодов, определяющих возможность их использования в системах связи и передачи информации, относятся: мощность излучения и ее зависимость от тока накачки, диаграмма направленности излучения, спектр излучения и срок службы.

При малых токах накачки (рис. 8.17) происходит спонтанная излучательная рекомбинация и наблюдается спонтанное излучение. Когда потери в структуре становятся сравнимы с усилением, наступает лазерный эффект, генерируемая оптическая мощность резко возрастает, наблюдается вынужденное излучение. Как видно, ватт-амперная характеристика существенно нелинейна. По этой причине модуляция выходного излучения с помощью изменения аналоговым сигналом тока инжекции лазера без применения специальных мер линеаризации ватт-амперной характеристики практически не используется.

Обычно применяют импульсные методы модуляции тока инжекции и соответственно выходной оптической мощности лазера. Отметим еще одну существенную особенность, присущую ЛД; при изменении температуры окружающей среды происходит сдвиг ватт-амперной характеристики. Это приводит к изменению порогового тока и выходной мощности. Для устранения этого недостатка используются электрические схемы компенсации, а также схемы термокомпенсации, управляющие работой микрохолодильника.

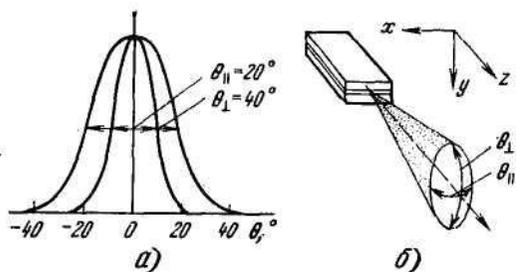


Рис. 8.18. Диаграмма направленности оптического излучения ЛД в плоскости, параллельной переходу, и в перпендикулярной плоскости (а) и зависимость излучаемой мощности от угла во взаимно перпендикулярных направлениях (б)

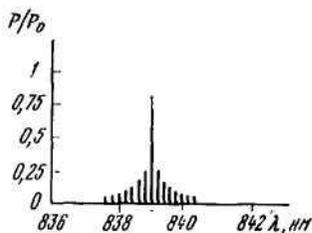


Рис. 8.19. Нормированный спектр излучения ЛД

Диаграмма излучения лазера несимметрична. Ее ширина, измеряемая на уровне половинной мощности, менее 20° в плоскости, параллельной переходу, и более 40° в перпендикулярной плоскости (рис. 8.18, а). На рис. 8.18,б показана зависимость излучаемой мощности от угла во взаимно перпендикулярных направлениях θ_x и θ_y .

Как видно, диаграмма направленности имеет форму эллиптического конуса. Достаточно большая расходимость генерируемого излучения препятствует ее эффективному вводу в волокно с малой числовой апертурой, требуя применения специальных согласующих устройств.

Спектр излучения ЛД (рис. 8.19) является дискретным, ширина линии излучения одной моды, как правило, не превышает $0,01$ нм. Несмотря на использование полосковой геометрии, число генерируемых мод все-таки достаточно велико. Для селекции мод применяют специальные меры. Источники излучения, способные излучать одну моду, получили название лазеров с распределенной обратной связью — РОС (DFB) и с распределенным брегговским отражением — РБО (DBR).

Передающий оптический модуль (ПОМ) конструктивно состоит из оптической головки и электронной схемы, основным назначением которой является модуляция излучаемого света. В оптической головке с СИД размещаются диод и модулятор, а в головке с ЛД — лазер, модулятор, фотодиод обратной связи и электронная схема, с помощью которой стабилизируется режим работы лазера. Одна из основных задач, которую необходимо решать при разработке ПОМ, — стабилизация выходной мощности полупроводниковых лазеров.

Светоизлучающий диод установлен на теплоотводящем радиаторе (рис. 8.20), излучение выводится из оптической головки наружу через отрезок

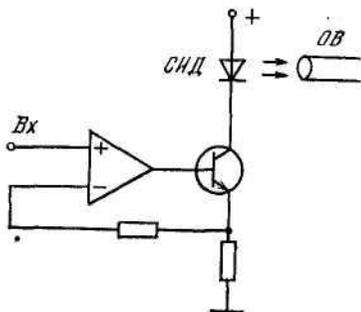


Рис. 8.20. Схема простейшего оптического модуля с СИД

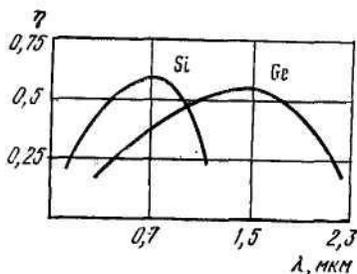


Рис. 8.21. Зависимость квантовой эффективности для германиевого и кремниевого фотодиодов от длины волны

оптического волокна, к которому, в свою очередь, присоединяется внешнее оптическое волокно. Модулятор смонтирован в общем корпусе с оптической головкой и представляет собой микроэлектронную схему (преобразователь «напряжение— код»), управляющую ток в цепи питания светодиода.

Приемные оптические модули. Основным элементом приемных оптических модулей (ПрОМ) является фотодиод, который играет роль фотодетектора. Функция детектора ВОСП сводится к преобразованию входного оптического сигнала в электрический, который затем подвергается усилению и обработке электронными схемами фотоприемника. Фотодетектор должен точно воспроизводить форму оптического сигнала, не внося дополнительно шума, т. е. обладать требуемыми широкополосностью, динамическим диапазоном и чувствительностью, иметь небольшие, но достаточные размеры для надежного соединения с волокном, быть нечувствительным к изменениям параметров внешней среды, иметь большой срок службы и минимальную стоимость. Наиболее полно указанным требованиям удовлетворяют полупроводниковые фотодиоды.

Принцип действия полупроводникового фотодиода основан на внутреннем фотоэффекте. Поглощаемый фотон рождает пару новых носителей заряда — электрон и дырку. Иначе это означает, что, поглощаясь атомом, фотон возбуждает электрон и переводит его из валентной зоны в зону проводимости (собственное поглощение) или же с примесного уровня в зону проводимости (приемное поглощение). Такие переходы изменяют электрические характеристики полупроводника, создавая условия формирования электрических сигналов. Высокое быстродействие и эффективное поглощение падающего излучения, как правило, связаны с эффектом примесного поглощения. По

этой причине фотодетекторы для ВОСП в настоящее время выполняются на основе материалов с примесным поглощением.

В результате поглощения кванта света с энергией hf во внешней цепи диода протекает импульс тока. Если каждый поглощенный квант рождает электронно-дырочную пару и носители тока пересекают плоскость p — n -перехода, то число носителей N , определяемое отношением мощности оптического излучения P к энергии кванта hf , умноженное на величину заряда носителя q , определит средний ток, протекающий через нагрузку R_H : $I = qN = qP/hf$.

Как правило, не все поглощаемые кванты света приводят к появлению импульсов тока. Этот факт необходимо учитывать коэффициентом (η), характеризующим эффективность преобразования фотонов в электрический ток. Этот коэффициент называется квантовой эффективностью (выходом) фотодетектора.

Таким образом, в общем случае средний ток, протекающий через нагрузку, определяется соотношением

$$I = nqP/\eta f . \quad (8.1)$$

На рис. 8.21 приведена зависимость квантовой эффективности для германиевого и кремниевого фотодиодов от длины волны. Для преобразования электронно-дырочной пары энергия hf поглощаемого кванта должна быть достаточной для перевода электрона из валентной зоны в зону проводимости, т. е. необходимо выполнение условия $hf \geq \Delta E q$.

Фотодиоды, выполненные из германия, работают при длине волны до 1,8 мкм, из кремния — до 1,2 мкм, из арсенида галлия — до 0,87 мкм.

Основными характеристиками фотодиодов наряду с квантовой эффективностью являются постоянная времени и чувствительность.

Постоянная времени фотоприемника характеризует его быстродействие и зависит от многих параметров: подвижности носителей заряда, ширины обедненной зоны, длины волны света, а также от того, движутся ли носители заряда под действием электрического поля или вследствие диффузии. Зная постоянную времени фотоприемника τ , можно определить ширину пропускания фотодетектора: $\Delta f_{np} = 0,4/\tau$. Таким образом, чем меньше τ , тем больше полоса пропускания.

Постоянная времени фотодиода зависит от времени диффузии и времени перехода обедненной зоны. Поэтому важными параметрами являются толщина p -слоев и p — n -перехода. Общая тенденция заключается в уменьшении толщины n - и p -областей и увеличении обедненной области. При этом возрастает также квантовая эффективность.

Толстый обедненный слой может создаваться различными способами, чаще всего слабым легированием части p - или n -области, которые делаются более

толстыми в этом случае, либо введением специального слабо легированного i -слоя или слоя типа π собственно полупроводника.

Чувствительность фотоприемника — это полный КЦД преобразования световой мощности в электрический ток (отношение среднего значения фототока к среднему значению оптической мощности): $S = I/P$, А/Вт. С учетом (8.1) $S = \eta q / (hf)$. Отсюда следует, что чувствительность фотоприемника тем выше, чем больше квантовый выход ТЛ, т. е. чем больше доля светового потока, поглощаемая в активной зоне.

Наибольшее распространение в волоконно-оптических системах получили фотодетекторы на основе $p-i-n$ -фотодиодов (PIN) и лавинные (ЛФД).

На выходе ФД в зависимости от мощности оптического сигнала протекает фототок, определяемый выражением (8.1). В общем случае фототок состоит из отдельных носителей с зарядом q . Каждый носитель заряда вызывает импульс, длительность которого равна времени пробега носителя между электродами. Поэтому на постоянный либо изменяющийся с оптическим сигналом фототок накладываются нерегулярные колебания, чьи спектральные составляющие в полосе B при частоте модуляции со имеют среднеквадратическое значение $2qI / |\Gamma(\omega)|^2 B$. Множитель $|\Gamma(\omega)|^2$ описывает ослабление колебаний из-за дрейфа носителей и для времени дрейфа τ_d определяется выражением

$$\Gamma(\omega) = (1 - e^{-i\omega\tau_d}) / (i\omega\tau_d).$$

Таким образом, нерегулярные колебания приводят к дробовым шумам. Спектральное распределение этих шумов — равномерное вплоть до частоты $f = 1/\tau_d$; только на более высоких частотах они уменьшаются из-за конечного времени дрейфа. Однако этот же эффект приводит к ослаблению сигнала в той же степени.

Дробовые шумы сопровождают не только фототок I принимаемого оптического потока, но и фототок I_p рассеянного света, который большей частью подается одновременно в виде фонового излучения. Кроме того, дробовые шумы вызываются темновым током I_T , создаваемым термически возбужденными носителями заряда.

В целом средний квадрат флуктуации тока дробовых шумов

$$\bar{I}_{ш}^2 = 2q(I + I_p + I_T) |\Gamma(\omega)|^2 B.$$

В лавинных фотодиодах происходит усиление тока в M раз, его флуктуации также умножаются как минимум в той же мере. В этом случае среднее значение квадрата флуктуации $\bar{I}_{ш}^2 = 2q(I + I_p + I_T) |\Gamma(\omega)|^2 B |M(\omega)|^2 F$. Здесь $M(\omega)$ обозначает усиление переменного тока, определяемое для лавинных фотодиодов выражением $M(\omega) = M_0 / (1 + i\omega\tau)$. Коэффициент F учитывает увеличение дробовых шумов из-за нерегулярного характера умножения носителей заряда.

Усиление тока не остается постоянным во времени, а флуктуирует в зависимости от вида процесса умножения. При лавинном умножении в фотодиодах

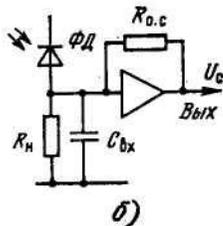
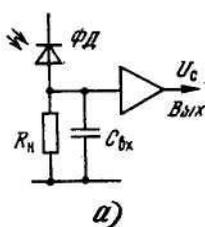


Рис. 8.22. Принципиальная схема ПрОМ с подключением фотодетектора к усилителю (а) и с трансимпедансным усилителем (б)

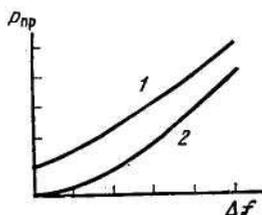


Рис. 8.23. Зависимость требуемой оптической мощности от ширины полосы при приеме аналоговых (1) и цифровых (2) сигналов

флуктуации усиления тока тем значительнее, чем больше усиление, в соответствии с этим дополнительные шумы также возрастают с усилением

тельные шумы также возрастают с усилением тока. Для лавинных фотодиодов функция $F(M)$ хорошо аппроксимируется степенным законом $F = M^x$. Показатель экспоненты находится в диапазоне $x = 0,4 \dots 1$. Для германиевых диодов $x=1$, в то время как для кремниевых диодов $x = 0,5$, если в лавинную зону инжектируют преимущественно электроны. При инжекции дырок в лавинную зону кремниевых диодов показатель экспоненты увеличивается до $x=1$. Таким образом, в оптических приемниках использование фотодиодов приводит к тому, что значение шума зависит от сигнала. Эта особенность принципиально отличает приемники ВОСП от приемников классических систем передачи.

Приемный оптический модуль ПрОМ представляет собой собранное в общем корпусе устройство, состоящее из фотодетектора ($p-i-n$ -фотодиода или лавинного фотодиода) и малошумящего предварительного усилителя. На рис. 8.22 приведены принципиальные схемы ПрОМ двух типов — с подключением фотодетектора к усилителю (схема «прямой линии») и с трансимпедансным усилителем, в котором осуществляется обратная связь через сопротивление $R_{o.c}$

При использовании ЛФД в качестве фотодетектора можно изменять подаваемое на него напряжение обратного смещения и таким образом регулировать коэффициент лавинного умножения фотодиода. Это позволяет существенно расширять динамический диапазон модуля, но требует наличия в модуле блока автоматической регулировки усиления. В блоке АРУ получаемое напряжение должно сравниваться с напряжением опорного сигнала, определяющего амплитуду выходного сигнала модуля. Напряжение рассогласования должно поступать на схему, управляющую одновременно коэффициентами усиления ЛФД и усилителя.

В случае применения $p-i-n$ -диода в качестве фотодетектора электронная схема предварительного усиления упрощается. Она сводится к двойному ам-

плитудному детектору, схеме сравнения и фильтру. Однако тогда динамический диапазон модуля получается значительно меньшим, чем при использовании лавинного фотодиода с блоком АРУ.

В зависимости от того, в какой форме — аналоговой или цифровой — передаются данные по ОБ, требуется различная мощность оптических сигналов, принимаемых фотодетектором (рис. 8.23).

8.4. ЛИНЕЙНЫЕ КОДЫ ВОСП

К линейным сигналам ВОСП предъявляются следующие требования:

спектр сигнала должен быть узким и иметь ограничение как сверху, так и снизу. Чем уже спектр сигнала, тем меньше требуется полоса пропускания фотоприемника, а соответственно уменьшаются мощность шума и его влияние. Ограничение спектра сверху снижает уровень межсимвольной помехи, а ограничение снизу — флуктуации уровня принимаемого сигнала в электрической части фотоприемника, имеющего цепи развязки по постоянному току. Минимальное содержание низкочастотных составляющих позволяет также обеспечивать устойчивую работу цепи стабилизации выходной мощности оптического передатчика:

код линейного сигнала должен обеспечивать возможность выделения колебания тактовой частоты, необходимой для нормальной работы тактовой синхронизации;

код линейного сигнала должен обладать максимальной помехоустойчивостью, которая позволяет получать при прочих равных условиях максимальную длину участка регенерации;

код линейного сигнала должен обладать избыточностью, которая позволяет по нарушениям правила образования *кода* судить о возникновении ошибок;

код линейного сигнала должен быть простым для практической реализации преобразователей кода.

Для формирования линейных сигналов ВОСП используются блочные коды вида $nVmB$, где n означает число кодируемых цифровых разрядов, B определяет двоичное основание системы счисления исходного кода, m — число передаваемых по ОБ двухуровневых сигналов, соответствующих n разрядам. Например, $\sqrt{2}B2B$ обозначает, что один цифровой разряд передается двумя сигналами по ОБ и относительная скорость передачи в линейном тракте в 2 раза выше скорости входных символов.

Наиболее простыми линейными кодами являются так называемые NRZ-коды (без возвращения к нулю) и RZ-коды (с возвращением к нулю). В MRZ-коде «1» передается импульсами, а «0» — паузой (рис. 8.24, а). В RZ-коде «1» передается последовательностью из импульса и паузы, причем имеет в 2 раза меньшую длительность, а «0», как и раньше, передается паузой (рис. 8.24, б). Нормированные спектры кодов NRZ и RZ показаны на рис. 8.25. Недостатком кода RZ по сравнению с NRZ является необходимость использования более широкой полосы передачи из-за применения импульсов меньшей длительно-

сти, а преимуществом его является то, что источник оптического излучения в этом случае работает в течение меньшего времени и соответственно степень деградации его параметров снижается.

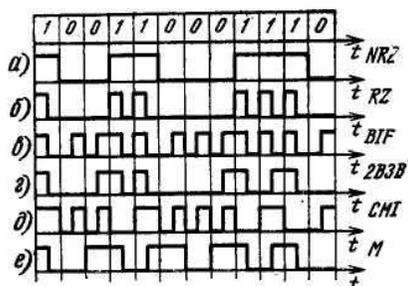


Рис. 8.24. Линейные коды ВОСП

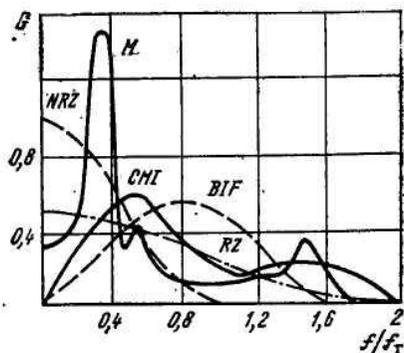


Рис. 8.25. Нормированные спектры линейных кодов ВОСП

деградации его параметров снижается. Согласно принятому определению RZ-код является примером *1B2B*-сигнала. Недосток рассмотренных кодов заключается в том, что они не удовлетворяют перечисленным требованиям (за исключением последнего пункта), поэтому такие коды могут быть рекомендованы лишь на линиях небольшой протяженности при отсутствии регенерационных участков.

Для снижения содержания в спектре сигналов низкочастотных компонент применяют манчестерский, или бифазный, код BIF, в котором «0» передается последовательностью из паузы и импульса, а «1» — последовательностью из импульса и паузы, причем длительность импульса в 2 раза меньше длительности «1» (рис. 8.24, в). В данном коде отсутствуют подряд более чем два идентичных символа, что определяет снижение в спектре низкочастотных компонент. Такой код также целесообразен при передаче в линиях малой протяженности без регенераторов и является примером *1B2B*-сигнала. Пример кода *2B3B* приведен на рис. 8.24, г. Алгоритм образования следующий: разряды 00 заменяются на 001; 01 на 010; 10 на 100 и 11 на 011. Такой код обеспечивает возможность снижения скорости передачи в линии по сравнению с *1B2B*-сигналами.

К общим недостаткам рассмотренных кодов относятся следующие: невысокая помехозащищенность, сложности с выделением тактовой частоты, а также с обнаружением ошибки. По этой причине коды не могут быть рекомендованы для организации линейного тракта ВОСП большой протяженности. Введение корреляционных связей между амплитудами передаваемых двухуровневых сигналов позволяет устранять отмеченные недостатки.

Примером сигнала с корреляционными связями является код СМІ или код с поочередной инверсией токовых сигналов, временные диаграммы и энергетический спектр которого показаны на рис. 8.24, (з) и рис. 8.25. Введение корреляционных связей в СМІ позволяет обнаруживать ошибки, приводящие к сбою чередования комбинаций 11 и 00 при передаче двоичной 1.

Одной из разновидностей сигналов $\setminus B2B$ является код Миллера (М). Этот код, в котором кодовой посылке 0 бинарного сигнала ставится в соответствие кодовое слово 11 или 00, а кодовой посылке 1 — 01 или 10, причем последовательность нулей исходного бинарного сигнала передается чередованием кодовых слов 11 или 00. При других комбинациях посылок бинарного сигнала первая кодовая посылка кодового слова должна быть такой же, как последняя предыдущего кодового слова (рис. 8.24, e и 8.25). Например, бинарная последовательность 01100 передается в линейном тракте последовательностью 1110011100. В результате соседние переходы вида 10 или 01 в линейном сигнале будут находиться не ближе, чем на тактовый интервал T , и не дальше, чем на $2T$, вследствие чего основная часть энергетического спектра линейного сигнала сосредоточена в области ниже тактовой частоты f_T и низкочастотная составляющая энергетического спектра оказывается частично подавленной (составляет 30% низкочастотной составляющей бинарного сигнала в формате NRZ). Контроль за появлением переходов с частотой, большей $1/T$, позволяет просто осуществлять оперативный контроль за появлением ошибок в регенераторе.

В качестве перспективных для использования в цифровых волоконно-оптических системах связи МККТТ предлагает двухуровневые коды $1B2B$, $2B3B$, $5B6B$, $6B8B$ и MBIP, где символ IP обозначает добавление одной балансовой посылки к M бинарным (например, таким образом, чтобы число единиц и нулей в кодовом слове всегда было четным или нечетным).

В цифровых ВОСП для первичной ступени ИКМ иерархии целесообразно использовать код СМІ; для вторичной — СМІ и VIF; для третичной — VIF и код Миллера; для более высоких ступеней — код Миллера и скремблированный бинарный сигнал в формате NRZ.

Использование многоуровневых кодов по сравнению с двух уровневыми на городских, зонавых и магистральных сетях связи приводит к снижению энергетического потенциала системы на 15... 20 дБ. Поэтому многоуровневые коды рекомендуется использовать во внутриобъектовых линиях связи специального назначения.

8.5. ОПТИЧЕСКИЙ РЕТРАНСЛЯТОР

Передача информации по ОВ ограничивается максимальной мощностью излучения передатчика, затуханием и дисперсией ОВ, а также чувствительностью приемника. Эти обстоятельства накладывают ограничения на дальность передачи и объясняют необходимость установки ретрансляторов сигнала

через участок определенной длины. Ретрансляторы строятся как чисто оптические, так и с преобразованием оптических сигналов в электрические, с последующей регенерацией электрических сигналов и обратным преобразованием.

Оптические ретрансляторы корректируют и усиливают световые сигналы непосредственно, не преобразуя их в электрические. Они содержат лазерный усилитель (оптический квантовый усилитель) и нелинейный поглотитель для частичной регенерации световых импульсов. Усилитель компенсирует потери передачи сигнала в световоде и нелинейном поглотителе, т. е. возвращает световым импульсам их первоначальную интенсивность. Нелинейный поглотитель сужает импульсы и тем самым частично компенсирует расширение импульсов и их перекрытие, которое происходит в ОВ из-за дисперсии материала и разброса времени пробега. Помимо этого он уменьшает уровень шумов и других интерференционных помех, находящихся в стороне от пиков импульсов. В настоящее время ретрансляторы на основе оптических квантовых усилителей находятся в стадии проектирования и опытной эксплуатации.

Наибольшее применение в технике оптической связи получили ретрансляторы с преобразованием оптического сигнала в электрический и последующей обработкой и регенерацией сигнала электронными схемами (рис. 8.26). Оптический ретранслятор отличается от регенераторов проводных ЦСП только наличием оптических модулей (ПрОМ и ПОМ). Электронный регенератор (ЭР) содержит решающее устройство (РУ), устройство тактовой синхронизации (УТС) и формирователь сигналов (ФС).

Процесс регенерации в ЭР происходит следующим образом. Значения передаваемых символов (0 или 1) оцениваются решающим устройством, которое анализирует поступающий сигнал и принимает решение о том, какой символ передается по ОВ. В регенераторах при оценке значений символов используется прием методом однократного отсчета, что позволяет при относительно простой реализации получать высокую помехоустойчивость. Временные диаграммы (рис. 8.27) приведены для случая, когда с оконечной ВОСП передается в оптическую линию двухуровневый код с пассивной паузой (рис. 8.27, а). При этом в решающем устройстве периодически с тактовой частотой $f_T = 1/T$ производится стробирование сигнала на выходе ПрОМ и сравнение полученного отсчета с порогом.

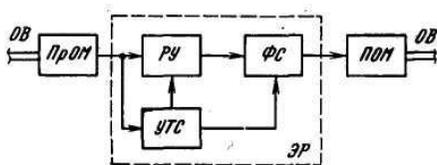


Рис. 8.26. Структурная схема линейного ретранслятора для цифровых ВОСП

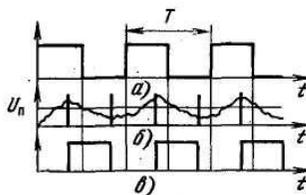


Рис. 8.27. Временные диаграммы работы линейного ретранслятора

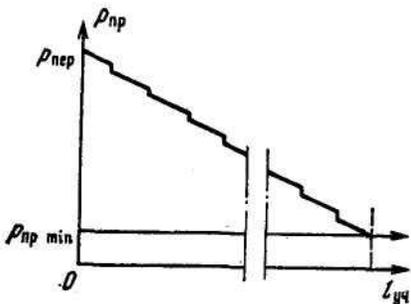


Рис. 8.28. Зависимость мощности оптического сигнала от длины участка регенерации

сигнала p_{opr} падает плавно на строительных отрезках ОВ и скачком в точках их соединений (рис. 8.28). Для восстановления сигнала необходимо, чтобы на входе ЭР уровень сигнала $p_{opr} \geq p_{opr \min}$ где $p_{opr \min}$ — минимальный уровень приема оптического излучения, при котором происходит полное восстановление сигнала, т. е. можно записать $p_{пер} - a_v - n_p a_p - n_n a_n - a l_{уч} \geq p_{opr}$, где $p_{пер}$ — уровень передачи на выходе станции или регенератора; a_v — потери при вводе и выводе излучения в волокно; a_p, a_n — потери в разъёмных и неразъёмных соединениях на длине регенерационного участка. Это выражение удобно записать в виде

$$a l_{уч} + n_p a_p + n_n a_n \leq Q, \quad (8.2)$$

где $Q = p_{пер} - a_v - p_{opr \min}$ — энергетический потенциал ВОСП. Из (8.2) можно получить значение $l_{уч}$ по затуханию: $l_{уч} = (Q - n_p a_p - n_n a_n) / a$.

Кроме затухания ОВ длина участка регенерации ограничивается за счет дисперсионных потерь. Для уменьшения межсимвольной интерференции необходимо выполнение неравенства

$$B \leq 0,25/\sigma, \quad (8.3)$$

где B — скорость передачи информации; σ — среднеквадратическая ширина импульсной характеристики в кабеле длиной $l_{уч}$. Из (8.3) следует, что $l_{уч} \leq 0,25/(\sigma_0 B)$, где σ_0 — среднеквадратическое уширение импульса в ОВ длиной 1 км. Следовательно, для определения максимальной длины регенерационного участка необходимо решить систему неравенств

$$\begin{cases} l_{уч} \leq (Q - n_p \alpha_p - n_n \alpha_n) / \alpha, \\ l_{уч} \leq 0,25/(\sigma_0 B). \end{cases}$$

Расчеты по определению $l_{уч}$ показывают существенные преимущества оптических систем передачи, где регенерационные расстояния превышают 100 км.

При превышении порога в формирователе сигнала формируются импульсы прямоугольной формы с определенной амплитудой и длительностью (рис. 8.27, в). Стробирование сигнала осуществляется с помощью узких импульсов, которые выработываются устройством тактовой синхронизации (рис. 8.27,б).

При передаче сигналов по ОВ величина ослабления и искажений зависит от длины участка $l_{уч}$.

При увеличении $l_{уч}$ уровень оптического

При использовании коаксиальных кабелей длина $l_{\text{луч}}$ составляет 1,5... 6 км.

Следует отметить возможность создания ВОСП, не содержащих регенераторы, что объясняется значительным прогрессом в технологии производства активированных оптических волокон и мощных полупроводниковых лазеров. Так, к концу столетия должна быть сдана в эксплуатацию трансатлантическая ВОСП протяженностью более 6000 км, не содержащая ретрансляционных станций.

8.6. ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

Аппаратура ВОСП для ГТС. Волоконно-оптические системы передачи, как и СП, работающие по металлическому кабелю, подразделяются на городские, внутризонные и магистральные. К системам передачи, работающим по оптическому кабелю на линиях ГТС, относятся «Соната-2», ИКМ-120-4/5 и «Сопка-Г» (ИКМ-480-5), технические данные которых приведены в табл. 8.2.

В состав ВОСП «Соната-2» (рис. 8.29) входят: оборудование аналого-цифрового преобразования из состава ИКМ.-30 или ИКМ-30-4; комплект оборудования вторичного временного группообразования (КВВГ) из состава ИКМ-120; комплекты стоек оборудования линейного световодного тракта оконечной (КОЛСТ-0-2) и промежуточной (КОЛСТ-П-2); устройство стыка станционного и линейного оптического кабелей (УССЛК); линейный оптический кабель; станционный оптический кабель; шнуры световодные соединительные (ШСС).

Стойка СОЛСТ (рис. 8.30) предназначена для преобразования сигналов на стыке между аппаратурой вторичного временного группообразования и линейным световодным трактом, компенсации затухания участка кабельной линии, стоечного контроля, организации телеконтроля и служебной связи (СС). Оконечная (СОЛСТ-О) и промежуточная (СОЛСТ-П) стойки выполняются в виде функционально

Таблица 8.2

Параметр	Значение параметра для волоконно-оптической СП		
	«Соната-2»	ИКМ-120-4/5	ИКМ-480-5 («Сопка-Г»)
Число стандартных каналов	120	120	480
ТЧ			
Скорость передачи, Мбит/с	8,5	8,5	34,4
Линейный код	СМІ	МСМІ	МСМІ
Коэффициент ошибок (на регенератор)	10^{-9}	10^{-9}	10^{-9}
Тип приемника излучения	ЛФД	ЛФД	ЛФД
Тип ОВ	МОВ	МОВ	МОВ; ООВ
Длина волны, мкм	0,85	0,85 1,3	1,3
Тип источника излучения	ЛД	ЛД; СИД	ЛД
Энергетический потенциал, дБм	50	50; 34 37; 24	38
Затухание ОВ, дБм/км	3	3,0 0,7	0,7
Максимальная длина участка регенерации, км	12	12; 8 26; 13	35; 32

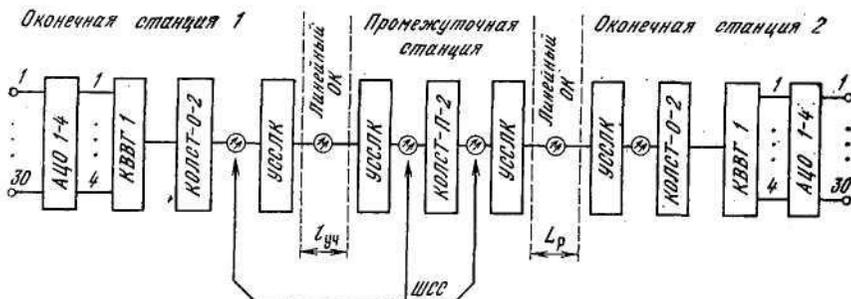


Рис. 8.29. Структурная схема ВОСП «Соната-2»

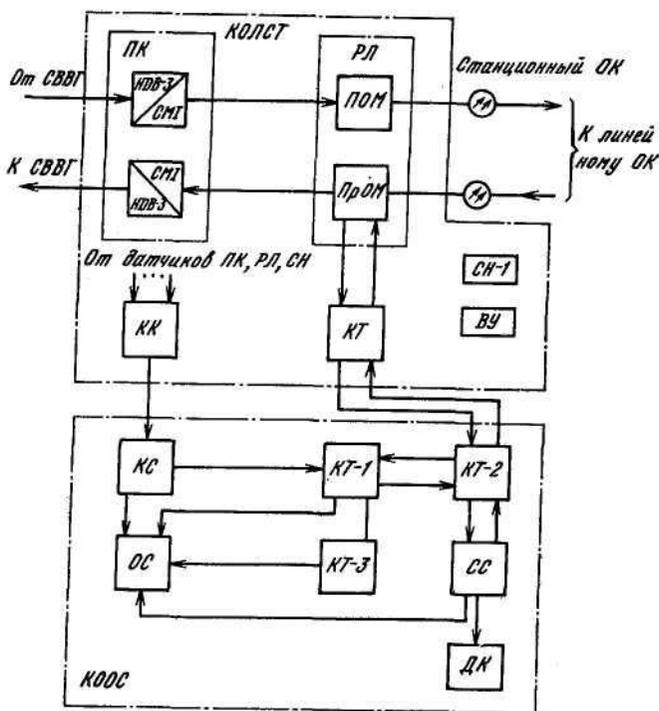


Рис. 8.30. Структурная схема СОЛСТ

законченных узлов — кассет (комплектов) оборудования линейного световодного тракта (КОЛСТ-0 и КОЛСТ-П).

Каждая кассета содержит следующие блоки: ПК — преобразователь кода, выполняющий функции преобразования линейных кодов HDB-3 в коды СМ1 и обратно; РЛ — регенератор линейный, выполняющий функции передачи, приема оптических сигналов и регенерации электрических сигналов, передаваемых в коде СМ1; КТ — блок контроля тракта, выполняющий функции контроля ошибок для передаваемого по тракту сигнала в коде СМ1, обнаружения сигнала системы обслуживания, преобразования последнего в сигнал со скоростью 64 кбит/с и передачи его в систему обслуживания (блок КТ-2), а

также формирования вторичного сигнала обслуживания на основе принятой информации от блока КТ-2, который поступает на приоритетный вход передающей части РЛ; КК — блок контроля кассеты, выполняющий функции первичного сбора информации о состоянии оборудования кассеты и передачи этой информации в кассету оборудования обслуживания стойки (КООС), а также выдачу контрольного слова по команде оператора с целью самопроверки подсистемы контроля стоечного оборудования; СН-1 — стабилизатор напряжения, обеспечивающий два питающих напряжения: 5 и 12 В. В каждую кассету входит два блока СН-1; ВУ" — входное устройство, выполняющее функцию обнаружения и сигнализации о неисправном блоке СН-1, а также обеспечивающее фильтрацию напряжения — 60 В.

Входной информационный сигнал от аппаратуры ВВГ поступает на блок ПК в коде HDB-3. Здесь происходит преобразование кода линейного сигнала из HDB-3 в СМ1. Далее сигнал в коде СМ1 поступает в блок РЛ, где электрическая последовательность оптических импульсов через выходной оптический соединитель поступает в оптический кабель.

Принимаемая последовательность оптических импульсов через приемный оптический соединитель попадает на лавинный фотодиод, оптические импульсы преобразуются в последовательность электрических импульсов, которые после усиления, коррекции и регенерации поступают в блок ПК. После обратного преобразования линейного сигнала из кода СМ1 в код HDB-3 информационный сигнал поступает на стойку вторичного временного группообразования (СВВГ). От регенерированный принятый сигнал в коде СМ1 поступает также в блок КТ, где определяется коэффициент ошибок и анализируется на предмет обнаружения комплексного сигнала системы обслуживания (СО). В случае обнаружения последнего сигнал С,0 выделяется и преобразуется в сигнал 64,кбит/с, который передается в КООС (в блок КТ-2). Кроме того, блок КТ вырабатывает сигнал автоматического включения системы телеконтроля.

В случае неисправности оконечной (промежуточной) аппаратуры или световодного линейного тракта на исправном участке примыкающем к КОЛСТ-О, автоматически организуется тракт системы, контроля и служебной связи.

Сигналы контроля работоспособности блоков РЛ, ПК, СН-1 "поступают на блок КК, откуда передаются в КООС по соответствующему запросу.

Кассета КОЛСТ-П включает в себя следующие устройства: РЛ — регенератор линейный; КТ — блок контроля тракта; КК—блок контроля кассеты; СН-1—стабилизатор напряжения; ВУ — вводное устройство.

Кассета оборудования обслуживания стойки оконечной и, промежуточной (КООС) обеспечивает контроль состояния до четырех контролируемых КОЛСТ формирование первичного сигнала телеконтроля на основе данных о состоянии контролируемого оборудования, а также принятой информации ТК, организацию телеконтроля и служебной связи по линейному световодному тракту, введенному в режим СО автоматически при появлении сигналов «авария», приеме информации СО либо принудительно. При этом кассеты синхронно объединяют сигналы ТК и СС, образуя передаваемый первичный сигнал СО, а также разделяют последний на сигналы ТК и СС. Кроме того, кассета ООС обеспечивает анализ принятой информации ТК, отображение номеров аварийного пункта, тракта и вида аварии.

Система обслуживания линейных световодных трактов аппаратуры «Соната-2» работает следующим образом. При полном заполнении стойка СО рассчитана

на обеспечение восьми линейных трактов с числом контролируемых пунктов в каждом тракте не более 10.

В СО входят связанные и взаимодействующие между собой подсистемы: КС — контроля стоечного оборудования; ОС — общестоечной сигнализации; Кт — контроля оборудования трактов; СС — служебной связи.

Подсистема контроля стоечного оборудования при полном заполнении стойки состоит из блоков контроля кассет КК (от одного до восьми по числу контролируемых КОЛСТ) и двух блоков КС.

Блоки КК устанавливаются в КОЛСТ-О (П), а КС—В КООС-О (П). Они обмениваются двумя четырехразрядными сигналами передачи данных (о работе оборудования двух направлений передачи линейного сигнала) и связаны шиной управления и взаимодействия.

Блоки КК осуществляют первичный сбор информации с датчиков работоспособности контролируемых устройств, установленных в каждом блоке: При исправности контролируемого устройства датчик состояния (ДС) на своем выходе вырабатывает сигнал логического «нуля», а в случае неисправности — логической «единицы».

Сигналы неисправности с ДС поступают на блок КК, где обрабатываются по приоритету и в виде четырехразрядного слова выставляются на шину данных по запросу с блока КС. Обработка сигналов с КС по приоритету означает, что, например, при пропадании питания будет индицироваться только данная неисправность и не будут индицироваться все остальные, вызванные этой неисправностью.

Датчик коэффициента ошибок конструктивно размещен в блоке КТ и осуществляет анализ линейного сигнала одного направления передачи.

Блок КС является вторичным звеном сбора информации о состоянии контролируемого оборудования. Каждый КС взаимодействует с блоками КК и осуществляет сбор, хранение и отображение информации о состоянии контролируемого оборудования данной стойки и взаимодействует с системой контроля трактов.

Подсистема общестоечной сигнализации состоит из блока ОС и табло аварийной сигнализации стойки. Блок ОС вырабатывает сигналы включения общестоечной, рядовой и станционной сигнализации. На входы блока поступают следующие сигналы: «Авария-1» от блока КС; «Авария-2» от блока КТ-3; о пропадании сигнала +5 В в КООС; сигнал вызова по служебной связи от блока СС. Блок ОС формирует сигналы включения реле: аварийной сигнализации, служебной связи, звонка.

Подсистема контроля оборудования линейных световодных трактов включает в себя блоки КТ-1, КТ-2, КТ-3, КТ и РЛ.

Блок КТ-1 взаимодействует с блоком КС (путем обращения к ОЗУ). На основе принятой из блока КС информации блок КТ-1 формирует сигнал телеконтроля в последовательном двоичном коде. Режим работы блока КТ-1 обеспечивает: самостоятельную циклическую выдачу групп ТК в направлении, с которого не принят сигнал ТК; выдачу сформированного сигнала ТК в дополнение к

принятой с соседних станций информации. Кроме того, блок КТ-1 формирует ряд сигналов, организующих работу блоков КТ-3.

Блок КТ-2 вырабатывает все необходимые для работы КООС и блока КТ тактовые импульсы, принимает из блока КТ информацию о включении режима ТК в каком-либо тракте, выдает команды в блок КТ-1 на формирование сигнала ТК и в блок КТ для включения ТК в соответствующем тракте. Кроме того, КТ-2 осуществляет: прием из блока КТ комплексного первичного сигнала СО и разделение его на сигналы ТК и СС; прием информации ТК и СС из блоков КТ-1 и ДК; объединение ее в комплексный первичный сигнал СО и выдачу последнего в блок КТ для формирования вторичного сигнала СО со скоростью 8,448 Мбит/с.

Блок КТ-3 входит в состав КООС только на оконечных станциях и осуществляет: прием информации ТК о состоянии линейных трактов; запись информации в ЗУ; анализ и отображение аварийных ситуаций с указанием номера аварийного тракта, пункта и вида неисправности.

Подсистема служебной связи обеспечивает переговоры обслуживающего персонала (при работающих линейных световодных трактах) между оконечными пунктами с использованием служебного канала на оборудовании ВВГ, а между оконечными и промежуточными — по линиям ГТС.

В состав КООС входит блок СС (служебной связи), имеющий два режима: СС-1 и СС-2. Первый предназначен для организации СС по свободным металлическим проводам, имеющимся на ГТС. В этом режиме выходы блоков «Линия» постоянно подключены к выделенной паре проводов. Режим СС-2 служит для ведения служебных переговоров по линейному световодному тракту с перерывом связи. Аналоговые сигналы СС преобразуются в цифровые сигналы с помощью блока «дельта-кодек» (ДК) и передаются по линейному тракту совместно с сигналом контроля тракта в виде комплексного сигнала обслуживания.

Конструкция и комплектация СОЛСТ-0 и СОЛСТ-П идентичны. Каркасы стоек предназначены для размещения восьми кассет оконечного оборудования линейного световодного тракта и двух кассет оборудования обслуживания стойки.

Стык станционного и линейного световодных кабелей осуществляется в устройстве стыка станционного и линейного световодных кабелей (УССЛК), которое представляет собой плату размерами 650x194x16 мм, защищенную кожухом, с устройством для ввода одного линейного световодного кабеля емкостью 4 или 8 оптических волокон и четырех двухволоконных станционных кабелей. Сращивание волокон линейного и станционного кабелей осуществляется методом сварки.

В качестве линейного используются, кабели ОК-50-2-5-8 и ОК-50-2-5-4, предназначенные для прокладки в телефонной канализации ГТС.

Аппаратура вторичной цифровой системы передачи ИКМ-120-4/5 относится к четвертому, а блоки световодного линейного тракта — к пятому поколению средств связи. Аппаратура предназначена для организации межузловой и межстанционной связи ГТС и позволяет организовывать соединительные линии между АТС всех типов, а также между АТС и АМТС всех типов.

В состав оборудования оконечной станции ИКМ-120-4/5 (рис. 8.31) входят: оборудование световодных переключений (ОСП), обеспечивающее ввод оптического линейного и переход к станционному ОК; оборудование линейного тракта (ОЛТ), обеспечивающее прием и преобразование оптического линейного сигнала в электрический сигнал, его регенерацию, коррекцию, передачу и преобразование его в линейный оптический сигнал.

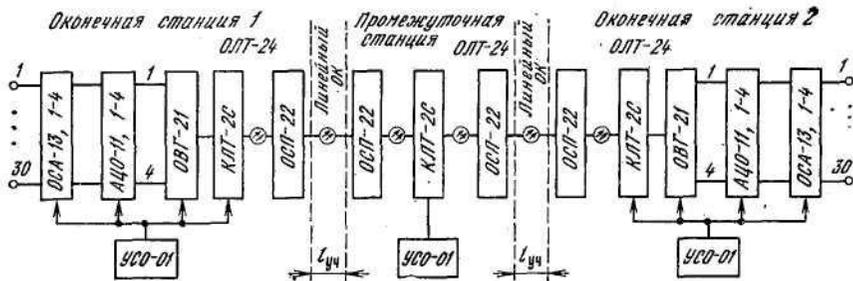


Рис. 8.31. Структурная схема организации связи с использованием системы передачи ИКМ-120-4/5

Для организации двух линейных световодных трактов используется блок ОЛТ-24 с двумя комплектами КЛТ-2С.

Для системы ИКМ-120-4/5 разработаны четыре типа комплектов КЛТ-2С, параметры которых приведены в табл. 8.3.

Оборудование вторичного группообразования (ОВГ-21) объединяет четыре цифровых потока 2,048 Мбит/с в один групповой поток со скоростью 8,448 Мбит/с на передаче и производит обратное преобразование на приеме; аналого-цифровое оборудование (АЦО-11) преобразует каналы ТЧ в цифровой поток 2,048 Мбит/с; согласующее оборудование межстанционных линий АТС, АМТС (ОСА) обеспечивает согласование оборудования ИКМ с оборудованием АТС всех типов. При включении ИКМ трактов в электронные АТС непосредственно вводятся цифровые потоки со скоростью 2,048 Мбит/с с блока ОВГ-21. При этом блоки ОСА-13 и АЦО-11 не устанавливаются.

Система ИКМ-120-4/5 содержит оборудование ТК и СС, выполненное в виде блоков УСО и ТСО. Оборудование ТК ИКМ-120-4/5 работает в одном из трех следующих режимов: контролирующем, контролируемом и промежуточном. В соответствии с этим система ТК включает в себя: контролируемую станцию (ТТ), главную по телеконтролю; контролируемую станцию (ОТ), оконечную по телеконтролю; промежуточную контролируемую станцию (ПТ); промежуточную контролируемую станцию с ретрансляцией дистанционного питания цепи ТК для увеличения дальности ТК.

Блоки аппаратуры ИКМ-120-4/5 устанавливаются на унифицированные стоечные каркасы СКУ с размерами 2600x600x225 и 2150x600x225.

В состав оборудования системы передачи «Сопка-Г» (ИКМ-480-5) входят (рис. 8.32): оборудование линейного тракта ОЛТ-01, в котором могут быть установлены два комплекта линейного тракта КЛТ-31 (КЛТ-32) для организации двух линейных световодных трактов

Таблица 8.3

ТИП КЛТ-2С	Длина волны, мкм	Энергетический потенциал, дБ	Тип источника излучения
КЛТ-24	1,3	37	ЛД
КЛТ-25	0,85	50	ЛД
КЛТ-26	1,3	24	СИД
КЛТ-27	0,85	34	СИД

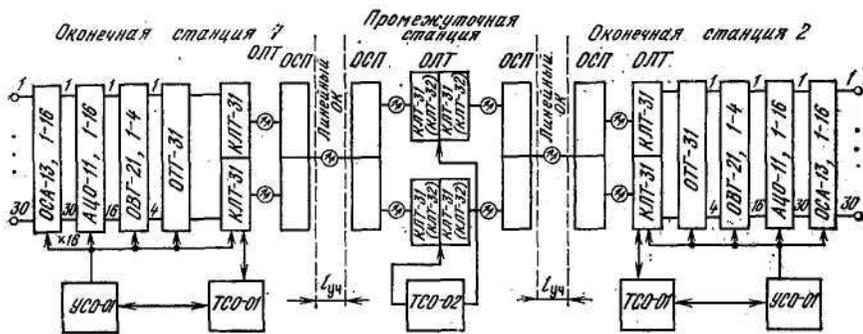


Рис. 8.32. Структурная схема ВОСП «Сопка-1» (ИКМ-480-5)

третичной ЦСП ИКМ-480-5 на оконечной станции. Блок также предназначен для организации электропитания и передачи сигналов аварийной информации в блок УСО-01.

Для аппаратуры разработаны два типа КЛТ, работающих на длине волны оптического излучения 1,3 мкм и отличающихся режимом работы лазерного излучающего диода (одномодовый и многомодовый). В КЛТ происходит преобразование цифрового сигнала из станционного кода HDB-3 в линейный код 1B2B (MCM1) и затем преобразование в оптический сигнал на выходе тракта передачи и обратное преобразование оптического сигнала в электрический на входе тракта приема оконечного оборудования и РП.

Блок ОСП служит для перехода с линейного оптического кабеля к станционным. Предусмотрено подсоединение одного 16-волоконного, либо двух 8-волоконных, либо четырех 4-волоконных линейных ОК и 16 станционных одноволоконных ОК. При использовании многомодовых ОК соединение может быть разъемным, но с дополнительным затуханием до 6 дБ либо сварным. При использовании одномодовых линейного и станционного ОК соединение выполняется только сварным способом.

Система сигнализации и обслуживания ИКМ-480-5, ИКМ-120-4/5 и ИКМ-30-4 унифицирована. Основным блоком системы является УСО-01, на который поступает информация о состоянии блоков с локализацией места неисправности с точностью до платы. В системе использована организация обмена информацией между УСО-01 и другими блоками. Предусмотрена возможность подключения к одному блоку УСО-01 до 99 блоков любого типа, а также резервирование УСО-01 блоками другого ряда. Аварийные состояния блоков фиксируются загораем световода на передней панели УСО-01.

Система телеконтроля осуществляет дистанционное определение аварийных состояний рабочих блоков промежуточных и оконечных станций. Скорость передачи служебной информации совместно с информационным сигналом по рабочей ларе ОК составляет 64-кбит/с. По назначению станции подразделяются на главную (контролирующую), контролируемую оконечную и промежуточную. Для организации ТК на главной станции имеется блок ТСО-01 (см. рис. 8.31), который совместно с УСО-01 обеспечивает передачу на контролируемую станцию сигналов запроса, приема аварийных сигналов и передачу их в блок УСО-01 на устройство отображения. С помощью одного блока ТСО-01 с пятью комплектами плат, каждая из которых работает по

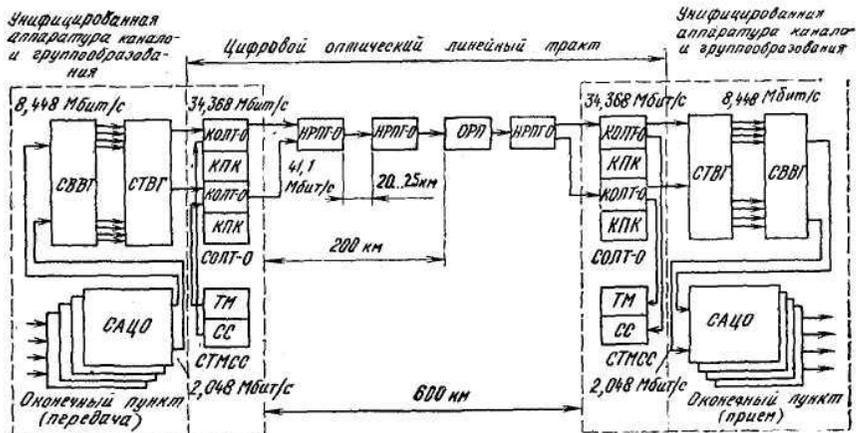


Рис. 8.33. Структурная схема оборудования «Сопка-2» и «Сопка-3»

своему каналу со скоростью 64 кбит/с, организуется пять направлений ТК. В каждом направлении передачи контролируются несколько последовательно расположенных друг за другом станций. Общее число контролируемых на этих станциях блоков не превышает десяти.

На контролируемой (оконечной и промежуточной) станциях блок ТСО-02 вырабатывает команду запроса о состоянии блоков контролируемых станций, происходят сбор и передача (транзит) по каналу ТК совместно с информационным сигналом аварийной информации. Один блок ТСО-02 может обслуживать три направления ТК, содержит три комплекта плат, каждый "из них имеет индивидуальный стык с каналом 64 кбит/с контролируемого направления. Вместо канала ТК предусмотрена организация цифрового канала СС.

Аппаратура цифровых ВОСП для зонавых и магистральных линий связи. Для уплотнения зонавых и магистральных ОК разработаны системы передачи «Сопка-2», «Сопка-3», «Сопка-3М», «Сопка-4», «Сопка-4М», «Сопка-5» и «Соп-ка-5 ТСЛ», основные технические данные которых приведены в табл. 8.4.

Системы «Сопка-2» и «Сопка-3» предназначены для организации вторичных и третичных цифровых потоков на первичных сетях и передачи различной информации в дискретном виде. В состав оборудования (рис. 8.33) входят стойки: стойка аналого-цифрового оборудования (САЦО), входящая в состав ИКМ-30 (ИКМ-30-4); стойка вторичного временного группообразования из состава оборудования ИКМ-120 (СВВГ); стойка третичного временного группообразования из состава оборудования ИКМ-480 (СТВГ); стойка оборудования линейного тракта оконечная (СОЛП-О); стойка телемеханики и служебной связи оконечная (СТМСС-О).

Стойка САЦО в полном составе формирует четыре цифровых потока со скоростью передачи 2,048 Мбит/с. В СВВГ формируются цифровые потоки, соответствующие 120 каналам ТЧ со скоростью передачи 8,448 Мбит/с. В СТВГ формируются потоки, соответствующие 480 каналам ТЧ со скоростью передачи 34,368 Мбит/с. Эти сигналы в стыковочном, коде HDВ-3 поступают на СОЛП-О, которая обеспечивает: формирование, передачу и прием линейного сигнала;

Таблица 8.4

Параметр	«Сопка-2»	«Сопка-3»	«Сопка-3М»	«Сопка-4»	«Сопка-4М»	«Сопка-5»	«Сопка-5 (ТСЛ)»
Число стандартных каналов ТЧ	120	480	480	1920	1920×4	1920×4	1920×4
Скорость передачи ЦСП, Мбит/с	8,5	34,4	34,4	140	140×4	140×4	140×4
Линейный код	5В6В	5В6В	2В4В	10В1Р1Р	10В1Р1Р	40В4Р4Р	40В4Р4Р
Тип приемника излучения	ЛФД	ЛФД	Р/Н-ГЕТ	ЛФД	ЛФД	Р/Н-ГД	Р/Н-ГД
Тип оптического волокна	МОВ	МОВ	ООВ	ООВ	ООВ	ООВ	ООВ
Длина волны, мкм	1,3	1,3	1,55	1,3	1,55	1,55	1,55
Тип источника излучения	ЛД	ЛД	ЛД	ЛД	ЛД	ЛД	ЛД
Энергетический потенциал, дБм	38	36	38	38	38	38	33
Затухание ОВ, дБм/км	0,7	0,7	0,3	0,7	0,3	0,3	0,22
Максимальная длина регенерационного участка, км	26	25	70	30	70	70	100...120
Рекомендуемый оптический кабель	ОЗКГ	ОЗКГ	ОКЛ	ОМЗКГ	ОКЛ	ОКЛ	—

поэтапное преобразование цифрового электрического сигнала из кода HDB-3 в линейный код 5565; преобразование электрического сигнала в оптический линейный сигнал; преобразование информационного оптического сигнала в электрический; контроль линейного оборудования и линейного тракта; организацию служебной связи.

На качество передачи оказывает влияние тип линейного кода. В аппаратуре «Сопка-2» и «Сопка-3» используется блочный сбалансированный код 5565, удовлетворяющий основным требованиям, предъявляемым к линейным оптическим кодам. Для семейства систем «Сопка» расчетный коэффициент ошибок для одиночного регенератора составляет 10^{-10} .

Оборудование телемеханики и служебной связи, размещенное в стойке СТМСС, предназначено для сбора, передачи и отображения на каждом оконечном пункте информации сигналов извещения с датчиков и схем контроля, установленных на каждом НРП и ОРП. На ОРП обеспечиваются сбор и отображение информации только с НРП, входящих в секцию обслуживания данного ОРП. Оборудование ТМ ОП обслуживает 33 пункта с нумерацией от 0 до 32. Секция обслуживания ОРП включает в себя данный ОРП и до четырех НРП, прилегающих к каждой из сторон с отображением общего порядкового номера НРП в системе ТМ. Информация со среднего НРП поступает на два соседних ОРП одновременно. Система ТМ обеспечивает циклический опрос всех промежуточных пунктов с помощью 16 сигналов извещения, передаваемых с каждого НРП, ОРП и ОП.

В аппаратуре используется метод централизованного адресно-циклического опроса с передачей контрольных сообщений с опрашиваемых НРП, ОРП, ОП на оба ОП и все ОРП. Любой из ОП может выполнять функцию ведущего и по запросу оператора представить информацию о состоянии датчиков на каждом из контролируемых пунктов. Ведущий ОП последовательно осуществляет опрос всех пунктов с указанием адреса опрашиваемого пункта в команде. Опрашиваемый пункт формирует и передает контрольное сообщение, которое содержит код номера сигнализирующего датчика, информацию о состоянии оборудования и наличии сообщений в памяти этого пункта. На ОРП выделяется информация, относящаяся к данной секции обслуживания. Сообщения с НРП и ОРП передаются одновременно на оба ОП и выводятся на табло по команде «Вывод».

Для передачи сигналов ТМ используется канал с частотной модуляцией, использующий низкочастотную часть спектра линейного сигнала в коде 5565. Между контролируемым оборудованием по данному каналу осуществляется дуплексная связь.

Оборудование служебной связи, работающее по одной паре оптического кабеля, предназначено для организации СС персонала ОП, ОРП и НРП. Цифровые сигналы СС передаются на низкочастотной части спектра совместно с информационным сигналом методом адаптивной дельта-модуляции с последующим компандированием и скоростью передачи 0,032 Мбит/с. В направлении передачи сигнал СС подается на вход кодера, где преобразуется в дельта-модулированный цифровой сигнал, затем преобразуется в цифровой линейный сигнал СС в коде СМІ и вместе с информационным сигналом поступает на вход КОЛСТ-О, где с помощью ПОМ формируется линейный оптический сигнал.

На входе тракта приема в ПрОМ осуществляется обратное преобразование линейного оптического сигнала в электрический сигнал, представляющий собой смесь информационного сигнала в коде 5565 и цифрового сигнала СС в коде СМІ. Фильтр НЧ выделяет цифровой сигнал СС, имеющий скорость 0,032 Мбит/с, который затем поступает на вход регенератора, где происходит полное восстановление его параметров, и после преобразования кода СМІ в двоичный

поступает на декодер. С выхода декодера тональный сигнал СС подается на приемное устройство сигналов СС.

Для связи с НРП предусмотрено переговорное устройство с автономным питанием.

Аппаратура «Сопка-4» применяется на магистральных соединительных линиях с использованием одномодового кабеля с коэффициентом затухания менее 0,7 дБ/км при длине волны излучения 1,3 мкм. Аппаратура позволяет организовывать 1920 каналов ТЧ (или ОЦК) и передавать любую информацию в дискретном виде.

Комплекс аппаратуры «Сопка-4» состоит из типового цифрового каналообразующего оборудования первичного, вторичного, третичного и четверичного группообразования, которое на каждом ОП обеспечивает транзит либо ответвление четверичного (139,264 Мбит/с), третичного (34,368 Мбит/с) и первичного (2,048 Мбит/с) цифровых потоков. На каждом ОП осуществляется транзит четверичного цифрового потока без аппаратуры временного группообразования.

Аппаратура «Сопка-4» включает в себя: стойку оборудования линейного тракта четверичную оптическую (СОЛТ-4-О) с устройством стыка стационарного и линейного кабеля (УССЛК). Стойка СОЛТ-4-0 предназначена для эксплуатации не только на ОП, но и на транзитном регенерационном пункте (ТРП), а также на ОРП с возможностью ответвления цифрового потока со скоростью, меньшей 139,264 Мбит/с. Оборудование стойки СОЛТ-4-0 выполняет следующие

функции:

прямое и обратное преобразование информационного сигнала в коде СМІ в линейный сигнал в коде 10S1P1.R. В качестве символов кода *IOBIPiR* помимо десяти информационных символов присутствуют еще два дополнительных *P* и *R*. Функции символа *R* заключаются в передаче дополнительной информации, а именно: кода синхронизации, сигналов СС,- символов ТМ, резервных цифровых потоков. Функции символа *P* заключаются в организации процесса компенсации дрейфа постоянной составляющей кода *IOBIPXR*. Частота следования дополнительных символов *P* и *R* составляет 27,85 МГц при скорости передачи сигналов в линии 167,1168 Мбит/с;

преобразование электрического сигнала в оптический и обратно;

ввод (вывод) в структуру линейного сигнала информации от оборудования ТМ, СС и дополнительного тракта со скоростью передачи сигналов 2,048 Мбит/с для спецпотребителя;

контроль и измерение коэффициента ошибок линейного сигнала;

контроль качества работы узлов линейного оборудования;

формирование и распознавание сигнала индикации аварийного состояния

(СИАС).

В состав ЗИП включены устройства затухания. Это объясняется тем, что допускается проектирование укороченных участков регенерации на секции ОП-ОП (ОРП). Разброс длин участков регенерации компенсируется оптическими аттенюаторами и системой АРУ в приемных оптоэлектронных устройствах (УПРО-О) оборудования СОЛТ-4-0 или АРП-4-О. Минимальная длина участка регенерации составляет 12 км. Для компенсации длин укороченных участков на входе приемного оптического модуля СОЛТ-4-0 устанавливаются нерегулируемые устройства затухания (НУЗ). В процессе настройки оборудования линейного тракта используют регулируемые устройства затухания (УЗ).

Аппаратура ТМ состоит из оборудования, устанавливаемого на ОП линий передачи, стоек ТМ (ОТМ) и блоков ТМ (БТМСС), устанавливаемых на НРП. Аппаратура ТМ рассчитана на обслуживание оптических линий передачи, содержащих 28 пунктов контроля, пять из которых могут быть обслуживаемыми. Одной системой ТМ обслуживаются четыре цифровые ВОСП «Сопка-4». Стойка телемеханики (СТМ) предназначена для автоматизированного контроля за состоянием аппаратуры линейных трактов ОК с восемью ОБ и состоянием станционных помещений всех типов. Функции участковой и магистральной связи в аппаратуре «Сопка-4» совмещены. Сигналы ТМ передаются совместно с информационными сигналами. Канал ТМ формируется в основном линейном тракте и передается по двум трактам передачи одновременно. Ввод сигналов ТМ осуществляется как в информационный сигнал, так и в сигнал, передаваемый при пропадании основного, так называемый сигнал индикации аварийного состояния (СИАС). Как отмечалось, сигналы ТМ передаются за счет введения в цифровой поток дополнительных информационных символов в коде.

Документирование и отображение информации производится электронным телеграфным аппаратом и видеоконтрольным устройством.

Система СС предназначена для организации оперативной телефонной связи эксплуатационно-технического персонала между ОП, ОРП и НРП по оптическому кабелю. Оборудование СС состоит из аппаратуры, устанавливаемой на ОП, стоек СС (ССС) и блоков СС (БТМСС), устанавливаемых в НРП. Для обеспечения нормальной эксплуатации линейного оборудования и линейно-кабельных сооружений используется два вида СС: постанционная (ПСС), предназначенная для организации связи между ОП, и участковая (УСС) — для организации связи между смежными ОП и связи их с НРП.

Цифровые сигналы СС передаются одновременно с информационным сигналом за счет введения в цифровой поток дополнительных символов. Каналы ПСС дублируют друг друга. Передача и прием сигналов по каналам УСС ведутся по двум системам одновременно. Сигналы СС вводятся, в основной цифровой поток на этапе формирования сигнала передачи, где происходит увеличение скорости передачи, за счет чего образуются дополнительные места для записи сигналов ПСС и УСС. На приеме сигналы ПСС и УСС выделяются устройством коммутации и синхронизации стойки СОЛТ-4-О. Ввод и выделение этих сигналов не зависят от другой сервисной информации, которая дополнительно может вводиться в линейный сигнал. Предусмотрен ввод и вывод сигналов УСС в любом НРП.

Особенности развития ВОСП на данном этапе заключаются в следующем. Во-первых, это переход к более длинноволновому диапазону, превышающему длину волны излучения 1,3 мкм. Осваивается серийный выпуск электрооптических элементов и кабелей, работающих в диапазоне длин волн 1,55 мкм. В этом диапазоне коэффициент затухания кабеля уменьшается до 0,3 дБ/км, что позволяет увеличивать длину участка регенерации до 100 км. В более длинноволновом диапазоне (до 10 мкм) за счет снижения коэффициента затухания кабеля длина регенерационного участка может быть увеличена до 500 км. Во-вторых, это увеличение скорости передачи информации до нескольких гигабит в секунду, применение спектральных методов уплотнения. В-третьих, это применение более эффективных методов модуляции оптического излучения и когерентных методов приема сигнала, что позволит повышать чувствительность цифровых ВОСП на 5... 20 дБ по сравнению с системами с прямым фотодетектированием.

На стадии экспериментальных исследований находятся системы, в которых используются нелинейные, свойства оптических волокон с целью создания солитонного режима распространения. В таком режиме скорость передачи может достигнуть нескольких десятков гигабит в секунду при длине регенерационного участка до 100 км.

К новому поколению ВОСП можно отнести такие системы передачи, как «Сопка-Г» (городская связь), «Сопка-3М» (зональная связь), «Сопка-4М» и «Сопка-5» (магистральная связь). Отличительная особенность аппаратуры зональной связи - «Сопка-3М» — более высокий диапазон волн (1,55 мкм). В этом диапазоне коэффициент затухания уменьшается до 0,3 дБ/км, *p*. длина участка регенерации достигает 70 км.

Для организации магистральной связи применяются новые системы «Сопка-4М» и «Сопка-5». Они также работают на длине волны излучения 1,55 мкм, длина участка регенерации составляет 70..100 км. В системе «Сопка-5» используется аппаратура ЦСП ИКМ-7680. Система «Сопка-5 ТСЛ» разрабатывается для использования на транссибирской линии, оптической связи, которая замкнет глобальное цифровое кольцо связи.

Глава 9. РАДИОРЕЛЕЙНЫЕ И СПУТНИКОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

9.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Радиорелейная система передачи (РРСП) — радиосистема, в которой сигналы электросвязи передаются посредством радиоволн в открытом пространстве с помощью наземных ретрансляционных станций.

Существуют два вида РРСП: радиорелейная система передачи прямой видимости (РРСППВ), станции которой размещаются на расстоянии прямой видимости, и тропосферная радиорелейная система передачи (ТРРСП), в которой используются рассеяние и отражение радиоволн в нижней области тропосферы при взаимном расположении станций за пределами прямой видимости.

Спутниковая система передачи (ССП) — космическая система передачи, осуществляющая электросвязь между , земными станциями этой системы с помощью установленных на искусственных спутниках Земли ретрансляционных станций или пассивных спутников.

Структурная схема РРСП (рис. 9.1) содержит радиорелейные станции трех типов: оконечную (ОРС), промежуточную (ПРС) и узловую (УРС). Многоканальный сигнал от междугородной телефонной станции (МТС), где находится аппаратура преобразования (АП), или телевизионный сигнал от

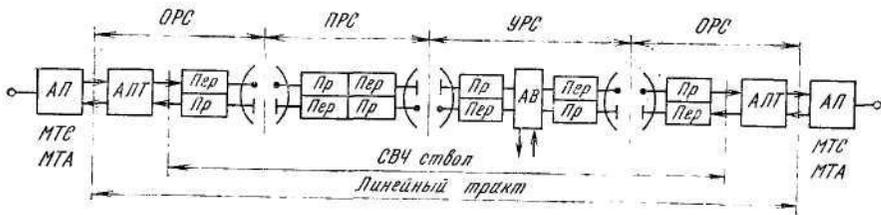


Рис. 9.1. Структурная схема радиорелейной системы передачи

междугородной телефонной аппаратной (МТА) поступает по кабелю на ОРС. В аппаратуре линейного тракта (АПТ), которая размещена в оконечной стойке (телефонной или телевизионной), происходит преобразование многоканального или телевизионного сигнала в сигнал, передаваемый по РРСП. На второй ОРС осуществляется обратное преобразование. Одна цепочка приемопередатчиков (ПрПер) образует сверхвысокочастотный (СВЧ) симплексный ствол. Два СВЧ симплексных ствола, работающие во встречных направлениях, образуют дуплексный СВЧ ствол. В зависимости от передаваемых сигналов СВЧ стволы называют телефонным или телевизионным рабочим стволем.

Для увеличения пропускной способности РРЛС на каждой радиорелейной станции устанавливают несколько комплектов приемопередающей аппаратуры, подключаемых к общей антенне. Комплекты приемопередатчиков входят в состав СВЧ стоек. Магистральные РРЛС могут иметь до восьми дуплексных СВЧ стволов (из них шесть-семь рабочих и два-один резервный).

Промежуточные станции предназначены для приема сигналов СВЧ предыдущей станции, преобразования СВЧ сигналов в сигналы промежуточной частоты (ПЧ), их усиления, обратного преобразования сигналов ПЧ в сигналы СВЧ и передачи их в направлении следующей станции. На ПРС соединение приемников и передатчиков осуществляется по промежуточной частоте (без демодуляции сигнала в приемнике и модуляции в передатчике).

На ПРС используют две антенны, расположенные на одной опоре. Каждая антенна — приемопередающая, т. е. используется для приема и передачи СВЧ сигналов с одного направления.

На УРС выделяют и вводят часть каналов ТЧ через аппаратуру выделения (АВ), т. е. в телефонных стволах производится демодуляция сигнала в приемнике и модуляция в передатчике. В телевизионном стволе на УРС можно сменить телевизионную программу. Узловая станция может быть началом новых РРЛС (на ответвление).

Выбор диапазона СВЧ для работы радиорелейных и спутниковых СП определяется необходимостью передавать сигналы с широким спектром частот и использовать помехоустойчивые виды модуляции, например ЧМ или ФМ, требующие увеличения полосы пропускания ствола.

N	600	1920	2700	3600	10800
F_B , МГц	2,6	8,5	12	17	60

По телевизионному рабочему стволу следует передавать сигнал с верхней частотой $F_B = 6$ МГц, в случае передачи многоканального сигнала F_B зависит от числа телефонных каналов F_B в линейном спектре (табл. 9.1).

Согласно Регламенту радиосвязи часть шкалы электромагнитных колебаний (рис. 9.2) (ультракороткие волны УКВ) содержит следующие диапазоны: 8-метровых волн (очень высокие частоты); 9-дециметровых волн (ультравысокие частоты); 10-сантиметровых волн (сверхвысокие частоты). Для работы современных РРСП выделены полосы частот в диапазонах 2; 4; 6; 8 и 11 ГГц. Это в основном сантиметровые волны, которые распространяются в пределах прямой видимости. Расстояние прямой видимости для гладкой сферической поверхности Земли с учетом нормальной (стандартной) рефракции $R = 4,12\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}$, где h_1 и h_2 — высоты подвеса передающей и приемной антенн, м. Реально протяженность пролетов РРЛС зависит от рельефа местности и при $h = 15... 120$ м $R = 40 ... 60$ км.

Применение РРЛС можно рассматривать как способ примирения противоречия между способностью СВВ передавать широкополосные сигналы и ограниченной дальностью их распространения.

К достоинствам диапазона СВЧ относится отсутствие промышленных и атмосферных помех и возможность применения остронаправленных антенн, что позволяет ограничивать мощность передатчиков единицами ватт (0,1... 10 Вт).

В аналоговых РР и ССП для передачи многоканальных сигналов с ЧРК и сигналов телевизионного вещания применяется ЧМ, которая позволяет обеспечивать высокую помехоустойчивость передачи сообщений. При ЧМ мгновенная частота радиосигнала $f(t) = f_0 + \Delta f(t) = f_0 + K_{ЧМ} u(t)$, где f_0 — частота несущей; $\Delta f(t)$ — девиация частоты (максимальное отклонение частоты под действием модулирующего сигнала); $K_{ЧМ}$ — коэффициент передачи

λ , м	10	1	10^{-1}	10^{-2}
	МВ	ДМВ	СМВ	
	8	9	10	
	ОВЧ	УВЧ	СВЧ	
	$3 \cdot 10^7$	$3 \cdot 10^8$	$3 \cdot 10^9$	$3 \cdot 10^{10}$ Гц
	30 МГц	300 МГц	3 ГГц	30 ГГц

Рис. 9.2. Часть шкалы электромагнитных колебаний

(крутизна характеристики) частотного модулятора; $u(t)$ —модулирующий сигнал. Девияция частоты зависит только от уровня модулирующего сигнала и не зависит от модулирующей частоты

Эффективная девиация частоты на канал (т. е. эффективная девиация частоты на выходе модулятора, соответствующая измерительному сигналу мощностью 1 мВт на входе любого канал; ТЧ) согласно рекомендациям МККР составляет: $\Delta f_k = 200$ кГц при $N < 1000$; $\Delta f_k = 140$ кГц при $N > 1000$.

Эффективная девиация частоты

$$\Delta f_{эф} = \Delta f_k \sqrt{P_{ср}} = \Delta f_k 10^{0,05 p_{ср}},$$

где $P_{ср}$ — средняя мощность группового сигнала, мВт; $p_{ср}$ — измерительный уровень средней мощности группового сигнала в точке с нулевым относительным уровнем, дБм0.

Уровни средней мощности группового сигнала определяются нормами МККР:

$$\text{при } N > 240 \quad p_{ср} = p_{1ср} + 10 \lg N, \text{ дБм0,}$$

где $p_{1ср} = -15$ дБм0 ($P_{1ср} = 32$ мкВт) — уровень средней мощности одного канала;

$$\text{при } 12 \leq N \leq 240$$

$$p_{ср} = -1 + 4 \lg N, \text{ дБм0,}$$

Квазипиковая девиация частоты, соответствующая квазипиковой мощности группового сигнала $P_{ник}(0,1\%)$, превышаемой в течение 0,1% времени,

$$\Delta f_{ник}(0,1\%) = \Delta f_k \sqrt{P_{ник}(0,1\%)} = \Delta f_k \cdot 10^{0,05 [P_{ср} + \chi(0,1\%)]},$$

где $\chi(0,1\%) = 0,5$ дБ — пиктфактор группового сигнала при $N > 240$. Эффективное и квазипиковое значения индекса частотной модуляции

$$m_{эф} = \Delta f_{эф} / F_{г}; m_{ник}(0,1\%) = \Delta f_{ник}(0,1\%) / F_{г}.$$

Ширина спектра ЧМ радиосигнала определяет необходимую полосу пропускания СВЧ ствола. При определении необходимой полосы частот телефонного ствола задаются достаточно малой мощностью переходных помех (1... 10 пВт), возникающих в верхнем телефонном канале из-за ограничения полосы СВЧ ствола. Тогда полоса пропускания телефонного ствола по правилу Карсона $ПП_{ТЛФ} = 2[F_{г} + \Delta f_{ник}(0,1\%)] = 2(F_{г} + 3,33 \Delta f_{эф})$.

При передаче телевизионного сигнала полоса пропускания телевизионного ствола $ПП_{ТВ} = 2(F_{г} + \Delta f_{ТВ})$, где $F_{г} = 6$ МГц, $\Delta f_{ТВ} = 4$ МГц — соответственно верхняя частота и девиация частоты телевизионного сигнала. При организации телевизионного ствола по ССП для повышения отношения сигнал-шум девиацию частоты значительно увеличивают ($\Delta f_{ТВ} = 15$ МГц).

Для каждой РРСП в выделенной полосе частот разрабатывается план распределения частот. В РРСП под этим понимают распределение частот приема и передачи в каждом стволе (по пролетам) и по стволам

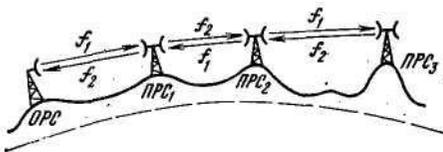


Рис. 9.3. Рельеф местности участка трассы РРЛС

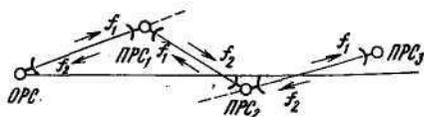


Рис. 9.4. Схема участка трассы РРЛС

многоствольных РРСП. На ПРС антенны расположены рядом, и во избежание влияния между ними (влияния передатчика на вход приемника) прием и передача СВЧ сигналов производятся на разных частотах. Дальность действия каждой станции РРЛС ограничивается расстоянием прямой видимости, поэтому для передачи сигналов по симплексному стволу (в одном направлении) достаточно использовать две частоты. Для передачи сигналов в обратном направлении (организации дуплексного ствола) могут быть использованы те же две частоты (двухчастотная система), либо две другие частоты (четырёхчастотная система).

Двухчастотная система экономичнее по использованию диапазона частот, но требует применения антенн с высокими защитными свойствами. Рабочие частоты приемников и передатчиков повторяются через одну станцию. Из-за этого при повышенной рефракции (искривлении направления распространения электромагнитной энергии) на ПРС₃ (рис. 9.3) может быть принят сигнал и от станции, стоящей. Через три пролета от нее. Интерференция (сложение) этого сигнала с сигналом от соседней ПРС (на одинаковых частотах!) вызовет искажения и ухудшение качества связи. Для устранения этого явления трассу РРЛС выбирают так, чтобы мешающий сигнал был ослаблен за счет направленного действия антенн (рис. 9.4). Направления главных лепестков антенн у станций, расположенных через три пролета, не совпадают. Разнести надо так, чтобы угол между направлением на соседнюю станцию и направлением на станцию через три пролета был больше ширины главного лепестка диаграммы направленности антенн.

Распределение частот по стволам многоствольных РРСП осуществляется методом группирования (разнесения) частот (рис. 9.5), когда частоты приема всех стволов размещаются (группируются) в одной половине отведенной полосы частот, а частоты передачи всех стволов — в другой половине.

На рис. 9.5 показан план распределения частот для нечетной подгруппы стволов. В каждом из стволов принят двухчастотный план распределения частот приема и передачи.

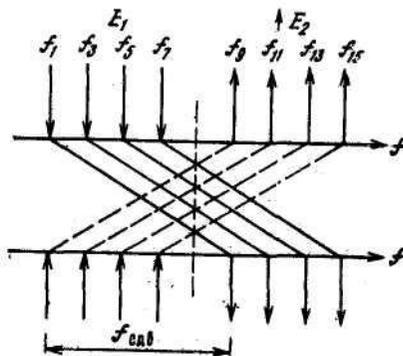


Рис. 9.5. План распределения частот в РРСП

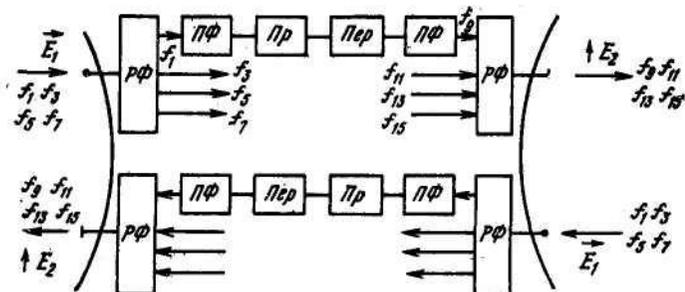


Рис. 9.6. Структурная схема ПРС

дачи. В каждом стволе частоты приема и передачи отличаются на частоту сдвига $f_{сдв}$. Для дополнительной селекции поля сигналов приема и передачи различаются по направлению поляризации (вектору напряженности электрического поля E_1 и $\uparrow E_2$).

Структурная схема ПРС с разнесением частот приема, и передачи приведена на рис. 9.6.

На станциях РРЛС применяются приемопередающие антенны. Помехи приемникам со стороны передатчиков устраняются полосовыми фильтрами (ПФ) и использованием волн разной полярности, а объединение (разделение) стволов обеспечивается разделительными фильтрами (РФ).

9.2. РАСПРОСТРАНЕНИЕ САНТИМЕТРОВЫХ РАДИОВОЛН НА РАДИОРЕЛЕЙНЫХ И СПУТНИКОВЫХ ЛИНИЯХ СВЯЗИ

Радиорелейные и спутниковые системы передачи относятся к радиосистеме передачи, в которой сигналы электросвязи передаются посредством радиоволн в открытом пространстве. Открытое пространство — безграничная однородная среда, где отсутствуют потери излучаемой мощности. Распространением радиоволн в открытом пространстве называют идеальный случай распространения, когда отсутствует влияние земли и тропосферы. Такое распространение сантиметровых радиоволн наблюдается на спутниковых линиях связи и в отдельные периоды на пролетах радиорелейных линий.

Если в открытом пространстве поместить изотропный излучатель (точечный излучатель, равномерно излучающий радиоволны во всех направлениях) с излучаемой мощностью $P_{нев}$ (рис. 9.7), то плотность потока мощности на расстоянии r от изотропного излучателя равномерно распределится по поверхности сферы: $\Pi = P_{нев} / (4\pi r^2)$, Вт/м².

В РРСП надо знать поле направленного излучения с учетом коэффициента усиления антенн

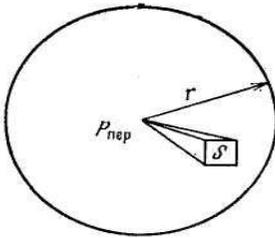


Рис. 9.7. Определение плотности потока мощности

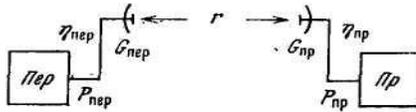


Рис. 9.8. Структурная схема пролета РРЛС

$$G = 4S / \lambda^2 \quad (9.1)$$

где S — площадь раскрыва антенны (апертура); λ — длина рабочей волны..

В диапазоне сантиметровых радиоволн принято, характеризовать условия распространения мощностью, создаваемой на входе приемника P_{np} . Для определения P_{np} рассмотрим структурную схему пролета РРЛС (рис. 9.8).

С учетом направленных свойств передающей антенны G_{nep} , приемной антенны G_{np} и коэффициентов полезного действия антенно-фидерных трактов — передающего η_{nep} и приемного η_{np}

$$P_{np} = \Pi S_{np} \eta_{np}; \quad (9.3)$$

$$\Pi = P_{nep} G_{np} \eta_{nep} / (4\pi \cdot r^2).$$

Площадь раскрыва приемной антенны из (9.1)

$$S_{np} = G_{np} \lambda^2 / (4\pi) \quad (9.4)$$

Тогда мощность сигнала на входе приемника определим, подставляя (9.3) и (9.4) в (9.2):

$$P_{np} = P_{nep} \lambda^2 G_{nep} G_{np} \eta_{nep} / (16\pi^2 \cdot r^2) \quad (9.5)$$

Величину $V_0^2 = \lambda^2 / 16\pi^2 r^2$ называют о с л а б л е н и е м радиоволн в открытом пространстве, а обратную величину $L_0 = 1/V_0^2$ — основными потерями при передаче в открытом пространстве. С учетом (9.5)

$$L_0 = P_{nep} / P_{np} = 16\pi^2 \cdot r^2 / (\lambda^2 G_{nep} G_{np} \eta_{nep} \eta_{np})$$

Потери при передаче в реальных условиях с учетом дополнительных потерь $L_i = 1/V_i^2$

$$L = L_0 L_i = L_0 / V_i^2 = 16\pi^2 \cdot r^2 / (\lambda^2 G_{nep} G_{np} \eta_{nep} \eta_{np} V_i^2)$$

где $V_i = E_i / E_{i0}$ множитель ослабления на t -м пролете (отношение напряженности поля в точке приема к напряженности поля в этой же точке в условиях открытого пространства). Тогда ослабление радиоволн в реальных условиях

$$V^2 = V_0^2 V_i^2 = 1/L = \lambda^2 G_{nep} G_{np} \eta_{nep} \eta_{np} V_i^2 / (16\pi^2 \cdot r^2).$$

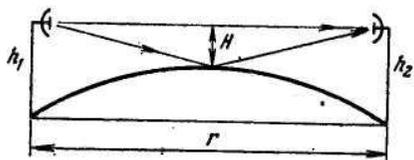


Рис. 9.9. Профиль пролета при гладкой поверхности Земли

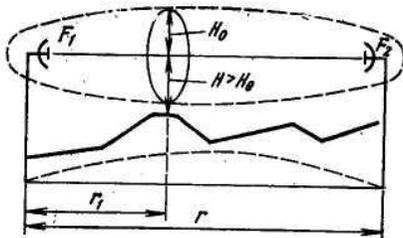


Рис. 9.10. Реальный профиль пролета РРЛС

Рассмотрим влияние Земли на V_i , считая тропосферу однородной и непоглощающей средой (рис. 9.9). В точке приема наблюдается интерференция двух волн — прямой и отраженной от поверхности Земли. Тогда по отношению к полю открытого пространства $V_i = \sqrt{1 + |\Phi|^2 + 2|\Phi|^2 \cos(2\pi\Delta r / \lambda + \beta)}$, где $|\Phi|$ — модуль коэффициента отражения от Земли; Δr — разность хода между прямым и отраженным лучами; β — фаза коэффициента отражения.

Можно показать, что при $|\Phi| = 1$ и $\beta = \pi$ (последнее выполняется при условии $h_1 \ll r$ и $h_2 \ll r$) множитель ослабления $V_i = 2 \sin(\pi\Delta r / \lambda)$ и меняется в пределах $0 \leq V_i \leq 2$.

Напряженность поля равна напряженности поля открытого пространства $E_i = E_{i0}$, а $V_i = 1$ при $\Delta r = \lambda/6$. Просвет, при котором выполняется это условие, обозначают через H_0 (рис. 9.10). Реально поверхность Земли неровная, что существенно влияет на условия распространения УКВ. Плоская вершина препятствия (самая высокая точка профиля пролета) тоже может сформировать отраженный луч. На формирование поля в точке приема влияет область пространства, ограниченная эллипсоидами вращения с фокусами в точках расположения передающей и приемной антенн (зоны Френеля). Поэтому для получения $E_i = E_{i0}$ ($V_i = 1$) необходима не просто геометрическая видимость, а свободная от препятствий минимальная зона Френеля, которая определяется радиусом минимальной зоны Френеля: $H_0 = \sqrt{(1/3)r\lambda K(1-K)}$, где r — длина пролета; λ — длина рабочей волны; $K = r_1 / r$ — относительная координата препятствия; r_1 — расстояние до препятствия.

Для классификации пролетов РРЛС сравнивают реальный просвет $Я$ (между прямой, соединяющей точки размещения передающей и приемной антенн, и наивысшей точкой профиля пролета) с просветом H_0 .

Пролет открытый, если $H = H_0$, тогда $E_i = E_{i0}$, $V_i = 1$, или $H > H_0$, тогда $E_i = E_{max}$ и $V_i = 2$ или $E_i = E_{max}$ и $V_i = 0$.

Пролет полуоткрытый (полузакрытый), если $0 < H < H_0$, тогда $E_i < E_{i0}$, $0 < V_i < l$.

Пролет закрытый, если $H < 0$, тогда $E_i \ll E_{i0}$, $0 \ll V_i \ll l$.

Классификация пролетов дана без учета атмосферной рефракции. С учетом изменения атмосферной рефракции реальный просвет H меняется в широких пределах и один и тот же пролет РРЛС может оказаться любым.

Одной из причин изменения множителя ослабления является изменение просвета, который определяется высотой подвеса антенн. Другая причина изменения V_i (при постоянной высоте подвеса антенн) — изменение метеорологических условий (влажности, давления, температуры) и связанное с ними изменение диэлектрической проницаемости воздуха ϵ с высотой, что приводит к рефракции радиоволн в тропосфере (искривлению траектории волн).

В зависимости от значения вертикального градиента диэлектрической проницаемости воздуха $g = d\epsilon/dh$ различают два вида тропосферной рефракции; отрицательная (субрефракция), при которой $g > 0$ и траектория волны обращена к Земле выпуклостью вниз (рис. 9.11), и положительная, при которой $\epsilon < 0$ и траектория волны обращена к Земле выпуклостью вверх.

Для учета влияния рефракции радиоволн на РРЛС вводят понятие эквивалентного радиуса Земли. Введение R_3 (вместо реального радиуса Земли $R = 6370$ км) меняет реальный просвет на пролете Я до значения $H(g) = H + \Delta H(g)$ с учетом рефракции (рис. 9.12). При $g < 0$ $R_3 > R$, $H(g) > H$.

Для большинства климатических районов России средние значения эффективного вертикального градиента диэлектрической проницаемости воздуха g известны, и нетрудно определить изменение просвета из-за рефракции $\Delta H(g) = -r^2 g(1-K)/K/4$.

Причинами дальнего тропосферного распространения УКВ являются переизлучение электромагнитной энергии (рассеиванием или отражением) объемными и слоистыми неоднородностями в тропосфере и отражение (рассеяние) от всей толщи тропосферы. В переизлучении радиоволн участвует объем тропосферы, заключенный между лепестками диаграмм направленности антенн станций (рис. 9.13).

Длина пролета ТРПСИ при нормальной (стандартной) рефракции может превышать 1000 км. Особенности распространения сантиметровых радиоволн

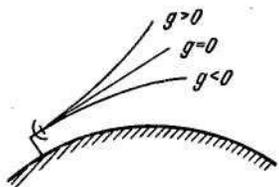


Рис. 9.11. Виды атмосферной рефракции радиоволн

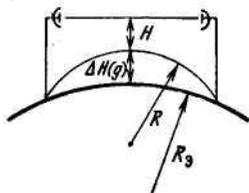


Рис. 9.12. Учет влияния рефракции радиоволн на РРЛС

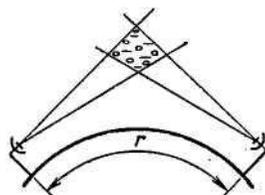


Рис. 9.13. Объем тропосферы, переизлучающий УКВ

на пролетах ТРРСП являются весьма существенные потери при передаче (до 250 дБ) и замирания сигналов. Различают быстрые замирания сигнала, обусловленные интерференцией множества волн в точке приема, и медленные замирания, вызванные медленным изменением параметров неоднородностей в объеме переизлучения (интенсивности, размеров и количества). Сезонные замирания сигнала особенно сказываются при переходе от зимы к лету.

Особенности распространения сантиметровых радиоволн на двух участках спутниковой линии связи Земля — спутник и спутник — Земля заключаются в больших потерях на каждом участке, поглощении в газах тропосферы и дождях (при $f > 6$ ГГц), рефракции радиоволн в тропосфере и ионосфере.

9.3. АНТЕННО-ВОЛНОВОДНЫЕ ТРАКТЫ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ И СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Антенна — устройство, предназначенное для излучения и приема электромагнитных волн. Сигнал СВЧ от передатчика к антенне и от антенны к приемнику передается через волноводный тракт. В радиорелейных и спутниковых СП в диапазоне сантиметровых волн используются круглые, эллиптические и прямоугольные волноводы. Кроме того, волноводный тракт содержит волноводные элементы, позволяющие многократно использовать антенно-волноводный тракт (АВТ) для организации приема и передачи сигналов нескольких СВЧ стволов. Требования, предъявляемые к АВТ, заключаются в минимальных потерях при передаче энергии и минимальных отражениях.

Все антенны радиорелейных и спутниковых систем передачи приемопередающие. Поэтому антенна вместе с волноводным трактом должна обладать высоким переходным затуханием между трактами приема и передачи. Переходное затухание $A_n = 10 \lg P_u / P_{np}$ (P_u — излучаемая мощность; P_{np} — мощность, попадающая на вход приемника) должно составлять 80 дБ для рядом стоящих антенн и 120 дБ для антенн, стоящих «спиной». Для увеличения переходного затухания антенна передает и принимает волны с различными поляризациями (вектор напряженности электрического поля вертикальный или горизонтальный).

В заданном диапазоне частот антенна должна быть хорошо согласована с волноводным трактом. Степень согласования влияет на уровень переходных шумов в телефонных каналах. Для оценки степени согласования применяют коэффициент бегущей волны $K_{БВ} = (1 - p) / (1 + p)$, p — коэффициент отражения от антенны.

Антенна обеспечивает двухчастотный план распределения частот на пролетах РРЛС, для чего должна обладать высоким коэффициентом защитного действия $K_z = G_{0^\circ} - G_{180^\circ} \geq 60$ дБ, который характеризует уровень приема антенны в противоположном на правлении относительно уровня приема в главном направлении.

Коэффициент усиления антенны показывает, во сколько раз можно уменьшить подводимую мощность к ненаправленной антенне при замене ее направленной, сохранив неизменной напряженность поля в точке приема;

$G = \eta D$. Здесь η — коэффициент полезного действия (КПД) антенны, который равен отношению мощности излучаемой к мощности, подводимой к антенне (для большинства применяемых антенн КПД близок к единице); D — коэффициент направленного действия (КНД) антенны, характеризующий способность антенны концентрировать излучение в заданном направлении. Численно коэффициент усиления равен коэффициенту направленного действия антенны и одинаков при передаче и приеме.

На СВЧ в основном используются апертурные антенны, излучение которых определяется возбужденной поверхностью. Для таких антенн $G = 4\pi S K_u / \lambda^2$, где S — площадь раскрытия (апертура) антенны; λ — длина рабочей волны; $K_u = 0,5 \dots 0,65$ — коэффициент использования апертуры, который учитывает распределение поля в раскрытии, затенение раскрытия, точность выполнения поверхности зеркала, утечку энергии за зеркало, потери в защитном колпаке антенны. Если известен диаметр зеркала антенны d , то $G = \pi^2 d^2 K_u / \lambda^2$.

Коэффициент направленного действия антенны характеризуют диаграммой направленности, которая определяет угловое распределение поля излучения антенны, а численно оценивают шириной главного лепестка диаграммы направленности на уровне половинной мощности;

$$\theta_{0,5}^0 = 225 \sqrt{K_u / G} = 70 \lambda / d \text{ д.}$$

В радиорелейных и спутниковых СП используются апертурные одно- и двухзеркальные антенны и перископические антенные системы.

Параболическая антенна (ПА) состоит из рупорного облучателя и отражателя (в форме параболоида вращения), который преобразует сферический фронт волны (у рупора) в плоский фронт волны в раскрытии антенны (рис. 9.14). К недостаткам антенны относится низкий Кз, так как облучатель и фидер затегают отражающее зеркало.

Рупорно-параболическая антенна (РПА) состоит из рупорного облучателя, объединенного в единую конструкцию с отражающим зеркалом, которое является частью параболического зеркала (рис. 9.15). Здесь облучатель и фидер не затегают отражающее зеркало.

Антенна двухзеркальная с гиперболическим вторым зеркалом (АДГ) состоит из основного параболического зеркала, второго гиперболического и рупорного облучателя, помещенного за основным зеркалом (рис. 9.16). В раскрытии антенны тоже образуется волна с плоским фронтом. Достоинством АДГ по сравнению

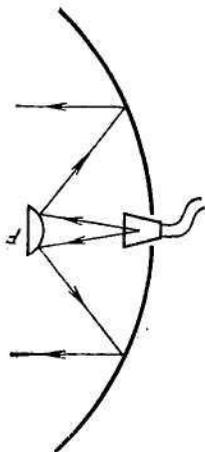


Рис. 9.14. Параболическая антенна

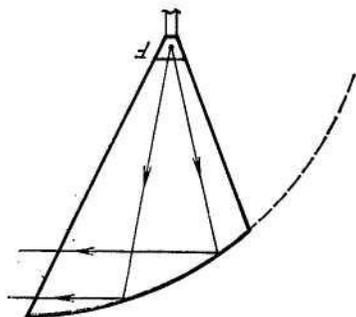


Рис. 9.15. Рупорно-параболическая антенна

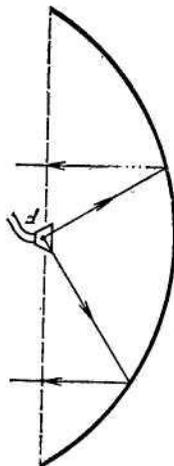


Рис. 9.16. Двухзеркальная антенна с гиперболическим вторым зеркалом

с ПА является большее значение K_3 и лучшее согласование с фидером.

Антенна двухзеркальная с эллиптическим конусом (АДЭ) состоит из основного параболического зеркала и конуса в качестве второго зеркала (рис. 9.17). Наличие конического острия на Эллиптическом конусе устраняет реакцию второго зеркала, улучшает согласование антенны, позволяет сокращать расстояние между облучателем и вторым зеркалом, уменьшать утечку энергии за зеркало и повышать коэффициент использования раскрыва антенны.

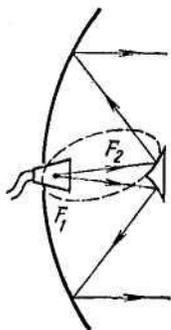


Рис. 9.17. Двухзеркальная антенна с эллиптическим конусом

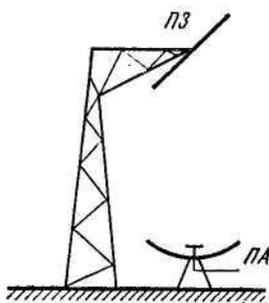


Рис. 9.18. Двухэлементная перископическая антенная система

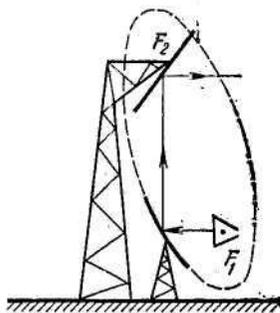


Рис. 9.19. Трехэлементная перископическая антенная система

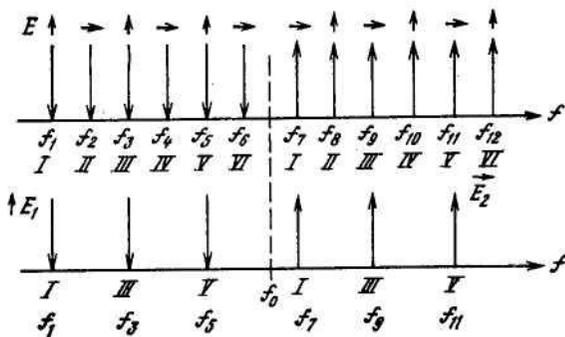


Рис. 9.20. План распределения частот шестиствольной системы передачи

Перископические антенные системы (ПАС) бывают двухэлементными (рис.9.18) и трехэлементными (рис. 9.19), Первая состоит из ПА в качестве излучателя, расположенного у основания опоры, и плоского зеркала — переизлучателя (ПЗ). Конструкция не требует длинного фидера для передачи энергии.

Вторая содержит рупорный облучатель, расположенный в нижнем фокусе эллипса, нижнее переизлучающее зеркало в форме части эллипсоида вращения и верхнее переизлучающее плоское зеркало, расположенное в верхнем фокусе эллипса. К недостаткам ПАС относится низкий коэффициент защитного действия, что не позволяет использовать их при двухчастотном плане распределения частот приема и передачи.

Для многократного использования антенно-волноводного тракта (АВТ) применяют три вида селекции:

частотную — с помощью разделительных фильтров (чаще всего полосовых);
 поляризационную — с помощью поляризационных селекторов, разделяющих поля сигналов приема и передачи по направлению поляризации поля (вектору напряженности электрического поля);

по направлению распространения волн в волноводе — с помощью ферритовых циркуляторов.

В зависимости от числа используемых видов селекции различают двух- и трехступенчатые схемы уплотнения. Рассмотрим схемы уплотнения на примере шестиствольной системы (рис. 9.20).

Первая ступень двухступенчатой схемы (рис. 9.21)—разделительные фильтры: $РФ_1$ —фильтр сложения сигналов трех передатчиков, $РФ_2$ — фильтр разделения сигналов трех приемников. Каждый фильтр состоит из трех ячеек (по числу стволов), основным элементом селекции которых являются полосовые фильтры, настроенные на частоты своего ствола.

Вторая ступень уплотнения — поляризационный селектор (ПС), который совмещает сигналы приема и передачи одной подгруппы стволов (в примере — подгруппу нечетных стволов) для распространения в общем волноводе круглого сечения.

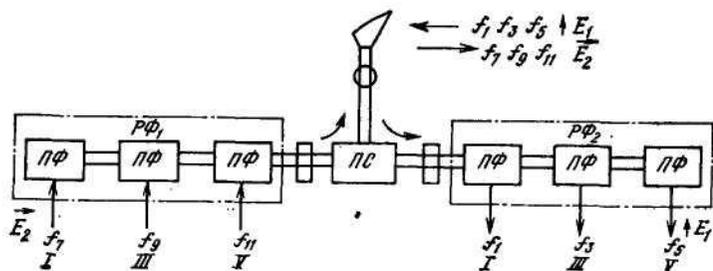


Рис. 9.21. Схема двухступенчатого уплотнения АВТ

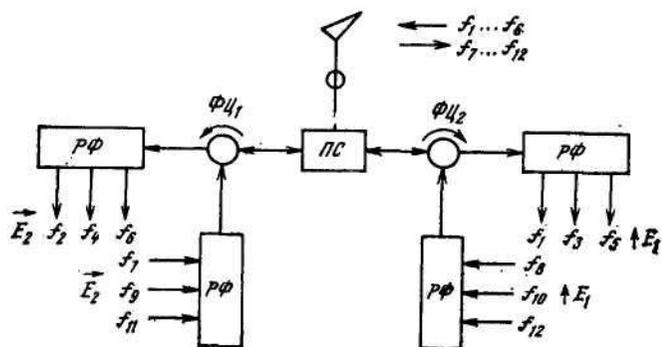


Рис. 9.22. Схема трехступенчатого уплотнения АВТ

До совмещения сигналы приема и передачи распространяются в прямоугольных волноводах.

В случае трехступенчатого уплотнения АВТ (рис. 9.22) третьей ступенью, которая совмещает в одном АВТ сигналы приема и передачи обеих подгрупп стволов (имеющих одинаковый вектор

напряженности электрического поля $\uparrow E_1$, или E_2), являются ферритовые циркуляторы (ФЦ).

9.4. АППАРАТУРА АНАЛОГОВЫХ И ЦИФРОВЫХ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ПРЯМОЙ ВИДИМОСТИ

Структурная схема приемопередающей аппаратуры симплексного СВЧ ствола промежуточной станции с общим гетеродином приведена на рис. 9.23. Принимаемый сигнал на частоте f_1 через разделительный фильтр и входной полосовой фильтр (преселектор) поступает на вход смесителя приемника (СМ_{ПР}), на который одновременно поступает сигнал с частотой гетеродина приемника $f_{г.пр}$. С выхода смесителя сигнал промежуточной частоты $f_{пч} = 70$ МГц подается на предварительный усилитель промежуточной частоты (ПУПЧ), который должен обеспечить

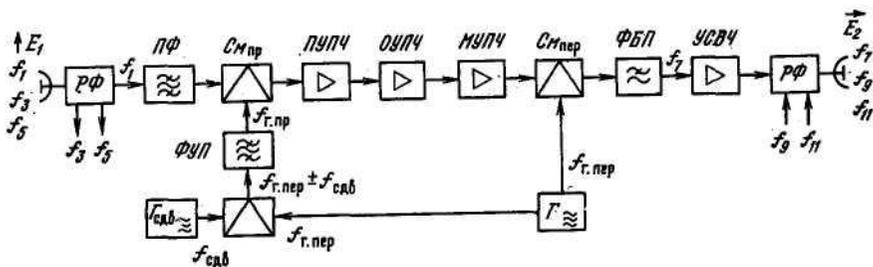


Рис. 9.23. Структурная схема РРС с общим гетеродином

наименьший уровень теплового шума и предварительное усиление сигнала ПЧ. Основное усиление сигналу ПЧ происходит в многокаскадном основном усилителе ПЧ (ОУПЧ), который имеет систему автоматической регулировки усиления для поддержания выходного напряжения сигнала ПЧ постоянным при изменении сигнала на входе приемника из-за замираний.

С выхода ОУПЧ сигнал ПЧ поступает на мощный усилитель промежуточной частоты (МУПЧ) передатчика, где происходит дальнейшее усиление сигнала ПЧ для обеспечения необходимого режима работы смесителя передатчика (СМпер), который работает при большом уровне сигнала.

На СМпер одновременно поступает сигнал с частотой гетеродина передатчика $f_{г.пер}$ от общего генератора (Г). В СМпер осуществляется преобразование сигнала ПЧ в сигнал с частотой передатчика /пер(СВЧ). Поскольку на выходе СМпер появляются сигналы двух частот: $f_{г.пер} = \pm 70$ МГц, то с помощью фильтра боковой полосы (ФБП) выделяют нижнюю боковую и получают сигнал $f_{г} = -f_{г.пер} - 70$ МГц, который усиливается в усилителе СВЧ (УСВЧ) и через РФ поступает в антенну.

Общий гетеродин (Г) генерирует сигнал с частотой $f_{г.пер}$. Частота гетеродина приемника $f_{г.пер}$ образуется за счет сдвига частоты $f_{г.пер}$ на частоту $f_{сдв} = 213$ (266) МГц, для чего на смеситель сдвига (Смсдв) подаются сигналы двух частот: $f_{г.пер}$ от общего гетеродина и $f_{сдв}$ от генератора сдвига (Гсдв). На выходе Смсдв появляются сигналы двух частот: $f_{г.пер} \pm f_{сдв}$, поэтому для получения сигнала с частотой $f_{г.пер}$ включают фильтр узкой полосы, который в зависимости от настройки выделит сигнал с частотой $f_{г.пер} = f_{г.пер} - f_{сдв}$ или $f_{г.пер} = f_{г.пер} + f_{сдв}$

В зависимости от настройки ФБП на выходе СМпр сигнал ПЧ $f_{ПЧ} = f_{г.пер} - f_1 = (f_{г.пер} + f_{сдв}) - f_1$. Тогда рабочая частота передатчика $f_7 = f_{г.пер} - f_{ПЧ} = f_{г.пер} - (f_{г.пер} + f_{сдв}) + f_1 = f_1 + f_{сдв}$ или $f_7 = f_{г.пер} - f_{ПЧ} = f_{г.пер} - (f_{г.пер} - f_{сдв}) + f_1 = f_1 + f_{сдв}$.

Сдвиг сигналов гетеродинов приемника и передатчика на $f_{сдв}$ обеспечивает и сдвиг сигналов частот приемника и передатчика на $f_{сдв}$. Сдвиг можно осуществлять как на стороне приема, так и на стороне приема, так и на стороне передачи.

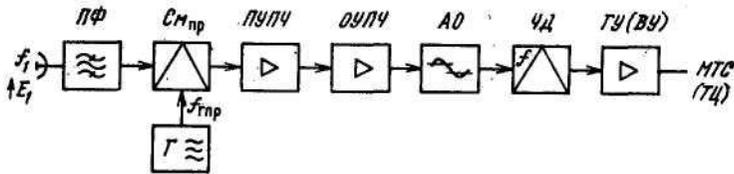


Рис. 9.24. Структурная схема приемника ОРС

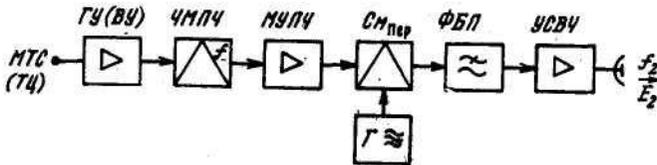


Рис. 9.25. Структурная схема передатчика ОРС

Применяется схема построения приемопередающей аппаратуры и с двумя гетеродинами (приемника и передатчика).

В приемнике оконечной станции (рис. 9.24) сигнал ПЧ с ОУПЧ поступает на демодулятор ЧМ сигналов, который включает в себя амплитудный ограничитель (АО) и частотный детектор (ЧД). В зависимости от назначения ствола демодулированный групповой сигнал поступает на групповой усилитель (ГУ) или демодулированный видеосигнал поступает на видеоусилитель (ВУ).

В передатчике оконечной станции (рис. 9.25) усиленный групповой сигнал (или видеосигнал) поступает на модулятор (ЧМПЧ) где осуществляется частотная модуляция сигнала ПЧ. Усилитель СВЧ часто выполняется на лампе бегущей волны: Используя ее широкополосность, УСВЧ иногда применяют для усиления одновременно двух сигналов — гетеродина передатчика и передатчика. В передатчике УСВЧ может отсутствовать, тогда выходным сигналом передатчика является выходной сигнал См_пер.

Образование линейного спектра телефонного ствола происходит в оконечной стойке (рис. 9.26). Групповой сигнал от МТС по кабелю поступает на групповой усилитель (ГУ), предсказывающий контур (ПК) и сумматор Σ , который осуществляет сложение группового сигнала с сигналами служебной связи (СС). Для передачи СС отводится низкочастотная часть линейного

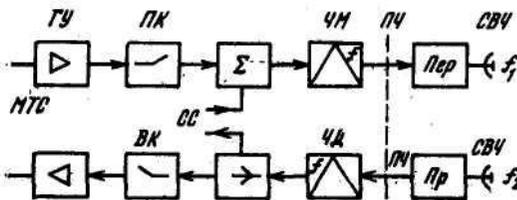


Рис. 9.26. Структурная схема оконечной стойки телефонного ствола

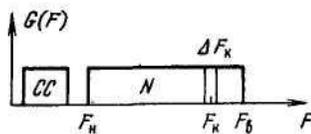


Рис. 9.27. Линейный спектр телефонного ствола

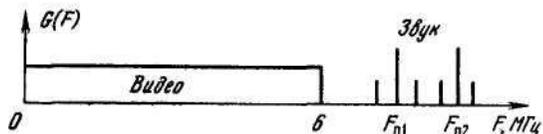


Рис. 9.28. Линейный спектр телевизионного ствола

спектра телефонного ствола (рис. 9.27). Линейный сигнал поступает на ЧМ, где осуществляется частотная модуляция сигнала промежуточной частоты $f_{ПЧ} = 70$ МГц. Соединение оконечной стойки с передатчиком и приемником стойки СВЧ осуществляется по ПЧ.

При ЧМ помехоустойчивость по отношению к тепловому шуму зависит от эффективного значения индекса модуляции $mэ = \Delta f_3 / F_к$, а для конкретного канала ТЧ — от средней частоты канала в линейном спектре $F_к$. Мощность теплового шума в канале ТЧ имеет наибольшее значение в верхних по частоте каналах. Для выравнивания мощности шумов в каналах применяют предискажение группового сигнала, чтобы повысить уровень передачи верхних каналов. Это приводит к увеличению девиации частоты на верхних каналах за счет уменьшения девиации частоты на нижних. На приемной стороне после ЧД включают восстанавливающий контур (ВК) с обратной частотной характеристикой, что обеспечивает выравнивание уровней сигналов всех каналов.

Сигналами телевизионного вещания являются сигнал изображения и звуковой сигнал. В радиорелейной СП эти сигналы передаются в одном телевизионном стволе (рис. 9.28).

Передача звуковых сигналов телевидения (иногда и сигналов звукового вещания) осуществляется с помощью частотной модуляции поднесущих частот $F_{П1}$ и $F_{П2}$. Промодулированные сигналы поднесущих складываются с сигналом изображения, и полученный линейный сигнал телевизионного ствола поступает на вход ЧМ оконечной стойки телевизионного ствола (рис. 9.29). Сигнал изображения и звуковой сигнал поступают с телецентра (ТЦ), сигнал звукового вещания — из аппаратной звукового вещания.

Сигнал черно-белого телевидения (рис. 9.30) состоит из двух сигналов: сигнала изображения и сигнала синхронизации. Номинальное напряжение телевизионного сигнала $U = 1$ В. Сигнал изображения определяется как размах сигнала от уровня белого до уровня черного. Сигнал синхронизации составляет 30% телевизионного сигнала. Размах сигнала от уровня черного до уровня гасящих импульсов называют защитным промежутком. Полный телевизионный сигнал цветного телевидения включает в себя еще сигнал цветности.

Телевизионный сигнал в оконечной стойке усиливается и предискажается. Необходимость предискажения связана с особенностями сигнала изображения: асимметрией и наличием постоянной составляющей.

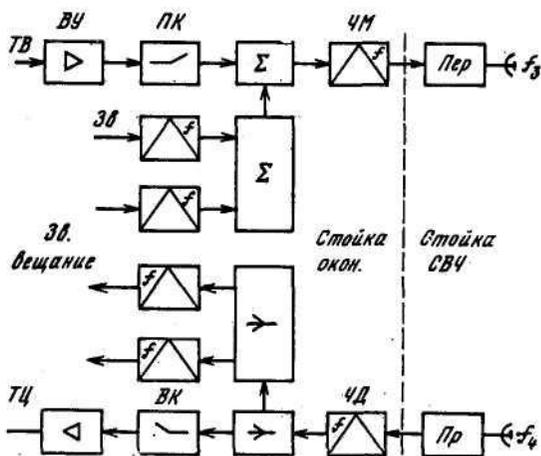


Рис. 9.29. Структурная схема оконечной стойки телевизионного ствола

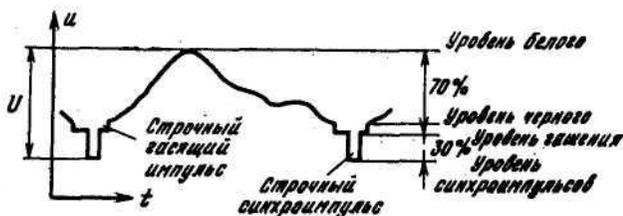


Рис. 9.30. Форма полного телевизионного сигнала (одной строки)

По своей природе — это униполярный сигнал, имеющий постоянную (среднюю) составляющую. Его значения лежат по одну сторону от уровня, соответствующего черным деталям изображения. Изменение постоянной составляющей сигнала изображения при переходе от передачи белой строки к передаче черной строки с белым пятном составляет $0,5U_p$ (рис. 9.31).

Видеоусилитель не пропускает постоянной составляющей, и на его выходе сигналы будут иметь вид, показанный на рис. 9.32. Разность постоянных составляющих равна нулю (линии постоянных составляющих совпадают с осью времени), а полный размах телевизионного сигнала на входе модулятора увеличивается в 1,5 раза. Следовательно, должен быть расширен линейный участок модуляционной характеристики. И если полному размаху телевизионного сигнала (1 В) должен соответствовать размах изменения частоты $2\Delta f_{ТВ} = 8$ МГц, то пришлось бы увеличивать линейный участок до 12 МГц.

Для уменьшения размаха телевизионного сигнала на входе модулятора ставят предыскажающий контур (ПК), который ослабляет уровень

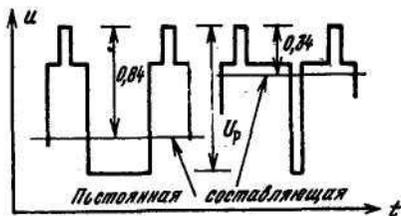


Рис. 9.31. Телевизионные сигналы на входе видеоусилителя

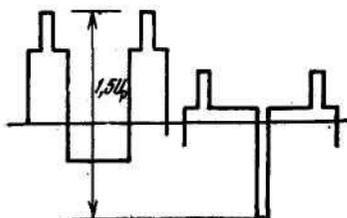


Рис. 9.32. Телевизионные сигналы на выходе видеоусилителя

составляющих нижних частот (до 1,5 МГц) и делает сигнал симметричным.

На приемной стороне происходят демодуляция принятого сигнала, разделение и демодуляция сигналов поднесущих частот. Для восстановления формы телевизионного сигнала после ЧД включают восстанавливающий контур.

В каналах РРЛС появляются помехи и шумы, которые по своей природе могут иметь внешнее и внутреннее происхождение. Источники шума, которые определяют суммарный шум в каналах, показаны на рис. 9.33. Часть шумов вносится аппаратурой с ЧРК, но большая часть возникает в радиорелейном оборудовании.

На входе антенны приемника кроме мощности сигнала P_c присутствуют внешние мешающие помехи P_m , обусловленные радиоизлучениями космоса, атмосферы, Земли и другими радиосистемами передачи. На входе приемника всегда присутствуют тепловые шумы P_T , вызванные тепловым движением электронов во входных цепях приемников.

Мощность тепловых шумов на входе приемника пропорциональна коэффициенту шума приемника и обратно пропорциональна мощности сигнала. Из-за замираний сигнала на пролете мощность сигнала на входе приемника изменяется, вследствие чего изменяется и мощность тепловых шумов.

При передаче многоканального сигнала с ЧРК возникают переходные помехи вследствие нелинейных искажений, вызывающих появление гармоник и комбинационных составляющих час-

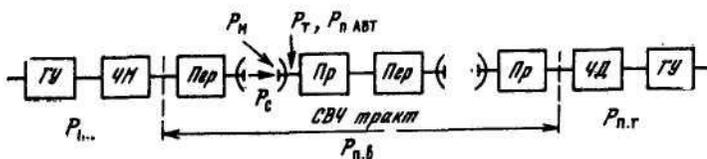


Рис. 9.33. Структурная схема симплексного ствола

тот спектра многоканального сигнала. Эти составляющие могут оказаться внутри полосы $F_B \dots F_H$ (см. рис. 9.27) и вызывать внятные переходные помехи (при $L \wedge < 60$) или переходные (нелинейные) шумы (при $N > 60$).

В зависимости от места возникновения переходные шумы подразделяются на: переходные шумы группового тракта $P_{n.g}$ (из-за нелинейности характеристик частотных модуляторов и демодуляторов, а также амплитудных характеристик групповых усилителей); переходные шумы СВЧ тракта $P_{n.v}$ (из-за неравномерности амплитудной характеристики и нелинейности фазовой характеристики, что приводит к нарушению соотношений амплитуд и фаз составляющих спектра ЧМ сигнала); переходные шумы из-за отражений в АВТ РПАВТ.

Суммарная мощность шумов в канале ТЧ на выходе РРЛС, состоящей из n пролетов и m_c станций (ОРС и УРС) с переприемом по групповому спектру (m_c — число модемов)

$$P_{ш} = \sum_{i=1}^n P_{Ti} + \sum_{i=1}^n P_{mi} + \sum_j^{m_c} P_{П.Г.} + \sum_{i=1}^n P_{П.В.} + 2 \sum_{i=1}^n P_{nABT}.$$

В табл. 9.2 приведены основные технические данные аналоговых РРСП.

Практически лишены этого недостатка (накопления шумов, характерного для аналоговых РРЛС) цифровые радиорелейные линии при использовании регенераторов на каждой станции. Цифровые РРСП — радиорелейные системы передачи с ВРК и цифровыми методами передачи. Основной их недостаток — более широкая требуемая полоса частот для организации одинакового числа каналов ТЧ.

Развитие цифровых РРЛС шло по двум направлениям: использованию аналоговых РРСП и созданию цифровых РРСП.

При организации аналого-цифровых стволов передача первичного цифрового потока (ПЦП) со скоростью 2048 кбит/с (ИКМ-30) осуществляется методом ФМ сигнала поднесущей частоты, расположенной в верхней части линейного спектра телефонного или телевизионного ствола.

Рассмотрим схему передающей части аналого-цифрового ствола ОРС (рис. 9.34). Пройдя через регенератор импульсов (РИ)

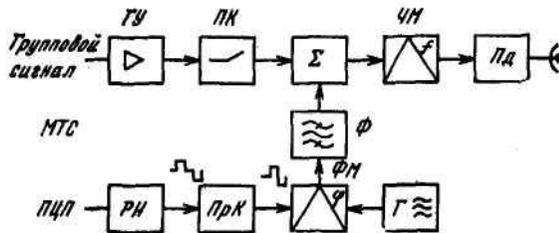


Рис. 9.34. Структурная схема передающей части аналого-цифрового ствола ОРС

Таблица 9.2

Параметр	Значение параметра для аналоговой радиорелейной СП							
	КУРС-4М	КУРС-6	«Радуга-4»	«Радуга-6»	«Электроника-связь-6-1»	КУРС-2М-2	КУРС-8	КУРС-8-0У
Диапазон частот, ГГц	3,4...3,9	5,67...6,17	3,4...3,9	5,67...6,17	5,67...6,17	1,7...2,1	7,9...8,4	7,9...8,4
Число каналов ТЧ в телефонном стволе	1020	1320	1920	1920	1020/1920	720	300	300
Мощность передатчика, Вт	1	7,5	0,5; 2; 4	1; 3	1; 3	0,4	0,3	0,4
Коэффициент шума приемника	2,8	10	2,8	2,8	2,8	4,5	10	
Число дуплексных стволов	8	8	8	8	8	4	4	4
Первичная сеть	Магистральная							
	Внутризоновая							

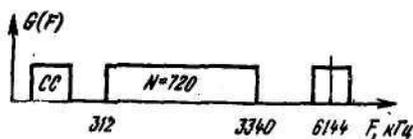


Рис. 9.35. Линейный спектр аналого-цифрового ствола

и преобразователь кода (ПрК), первичный цифровой поток поступает на ФМ, где модулируется сигнал поднесущей частоты, поступающий от генератора. С помощью фильтра (Ф) происходит ограничение спектра сигнала, и он подается на сумматор. Суммарный сигнал аналого-цифрового ствола (рис. 9.35) поступает на ЧМ, а промодулированный по частоте сигнал ПЧ — на вход передатчика СВЧ стойки. На первом этапе развитие цифровых радиорелейных СП осуществлялось на базе аналоговых РРСП путем установки на оконечных станциях дополнительной оконечной цифровой аппаратуры.

Передача вторичного цифрового потока (ВЦП) со скоростью 8448 кбит/с (ИКМ-120) в аналоговых РРСП требует отдельного СВЧ ствола и специального оконечного цифрового оборудования. Стойка ОЦФ-8 предназначена для образования цифрового сигнала линейного тракта в СВЧ стволах аналоговых радиорелейных линий и обеспечивает: сопряжение оконечной аппаратуры аналоговых РРСП с аппаратурой временного группообразования цифровых сигналов; преобразование цифровых сигналов в линейный код; сложение цифрового сигнала с сигналами служебной связи и телемеханики; контроля качества передачи цифрового сигнала.

В зависимости от варианта исполнения стойки могут устанавливаться на ПРС, ОРС, а также рядом с цифровой каналобразующей аппаратурой в случае расположения последней на расстоянии до нескольких километров от станции.

Для увеличения пропускной способности разработана оконечная цифровая аппаратура ОЦФ-17, которая дает возможность организовывать передачу двух синхронных цифровых потоков (8448,2 кбит/с), что соответствует 240 каналам.

Создание цифровых РРСП для передачи только цифровых потоков любой ступени иерархии происходит с использованием различных методов модуляции СВЧ несущей (табл. 9,3).

Структурная схема цифрового ствола ОРС показана на рис. 9.36. Цифровой сигнал от аппаратуры ИКМ-4»и по кабельной соединительной линии поступает на регенератор импульсов (РИ) в квазитроичном коде. Регенератор (ретранслятор цифровых сигналов) работает в импульсном (ключевом) режиме (в отличие от ретранслятора аналоговых сигналов, который работает в усилительном режиме) и не должен воспроизводить входной сигнал (выходной сигнал регенератора должен соответствовать входному в информационном смысле). В преобразователе кода (ПрК) цифровой сигнал из квазитроичного кода преобразуется в бинарный или относительно

Таблица 9.3

Параметр	Значение параметра для цифровой радиорелейной СП							
	«Радан»	«Пикта-2»	«Электроника-Ка-М»	«Электроника-связь»	«Электроника-изотоп»	КУРС-8-02	«Ракита-8»	«Комплекс-5М»
Диапазон частот, ГГц	10,7...11,7	1,7...2,1	10,7...11,7	10,7...11,7	1,7...2,1	7,9...8,4	7,9...8,4	10,7...11,7
Число каналов ТЧ	15	30	120	120	120	120	480	30/60 120/240
Скорость передачи, кбит/с	64·16 = 1024	64·32 = 2048	64·132 = 8448	64·132 = 8448	64·132 = 8448	64·132 = 8448	64·536 = 34368	2048 8448
Тип ЦСП	ИКМ-15	ИКМ-30	ИКМ-120	ИКМ-120	ИКМ-120	ИКМ-120	ИКМ-480	ИКМ-30 ИКМ-120
Метод модуляции СВЧ несущей	ЧМ	2-ОФМ	АМ	ОФМ	ЧМ	ЧМ	4-ОФМ	ЧМ
Первичная сеть	Местная	Местная	Внутризоновая				Магистральная	Местная внутризоно- вая

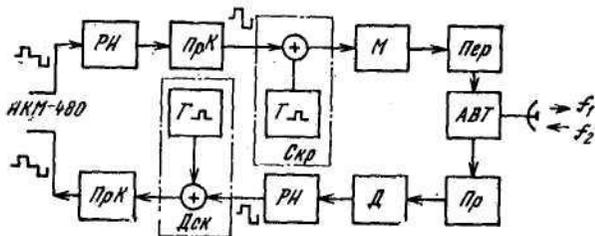


Рис. 9.36. Структурная схема цифрового ствола ОРС

бинарный. Этот сигнал называют двоичным цифровым.

Двоичный ЦС проходит через скремблер (Скр) и поступает на модулятор (М), в котором изменяются амплитуда, частота или фаза СВЧ сигнала. В зависимости от вида модуляции (манипуляции) говорят о передаче по цифровой радиорелейной линии ИКМ-АМ, ИКМ-ЧМ, ИКМ-ФМ и ИКМ-ОФМ сигналов. Различие фазовой модуляции (ФМ) и относительной фазовой модуляции (ОФМ) связано с видом кода, поступающего на ФМ. В первом случае на модулятор поступает ЦС в бинарном коде, во втором — в относительном бинарном. Применяются и многоуровневые методы модуляции для увеличения емкости цифрового ствола без расширения полосы частот СВЧ ствола (ИКМ-20ФМ, ИКМ-40ФМ).

Цифровой сигнал подвергается специальному преобразованию (скремблированию) в связи с тем, что в спектре радиосигнала на выходе передатчика появляются СВЧ интенсивные дискретные частотные составляющие, которые оказывают мешающее воздействие на соседние стволы РРСП и другие СП, например спутниковые. Для рассеяния интенсивных дискретных составляющих и равномерного распределения энергии сигнала по всей отведенной полосе перед модулятором устанавливают скремблер, а на приёмной стороне после демодулятора — дескремблер (Дск), который восстанавливает сигнал.

Скремблеры и дескремблеры содержат генераторы (Г) псевдослучайной последовательности импульсов, которые складываются по модулю 2 с последовательностью импульсов, поступающих

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Техника связи в нашей стране развивается в направлении создания цифровой сети на основе использования цифровых АТС, связанных между собой каналами и трактами цифровых систем передачи, работающих по проводным, радиорелейным, спутниковым и оптическим линиям связи. Кроме привычных услуг телефонной и телеграфной связи абоненты получают возможность обмениваться документами (электронная почта, телефакс) и данными для работы ЭВМ разных типов.

Основное направление развития магистральных цифровых систем передачи связано с использованием оптических линий связи, имеющих километрическое затухание порядка десятых и сотых долей децибела, что позволит резко уменьшить или полностью переключить использование промежуточного регенерационного оборудования. Кроме того, развиваются спутниковые системы связи для диапазона частот 20...30 ГГц с многостанционным доступом и временным разделением стволов, что обеспечит получение линейных трактов шириной до 2500 МГц и решение вопросов электромагнитной совместимости, так как с ростом частоты происходит сужение диаграммы направленности спутниковых антенн.

Необходимость эффективного использования абонентских линий обуславливает создание цифровых систем передачи, работающих на этих линиях. Здесь перспективным является применение адаптивной дельта-модуляции, что позволяет получать цифровой поток со скоростью 32 кбит/с для передачи телефонного сообщения, или дельта-модуляции с предсказанием на основе использования вокодерных систем при скорости цифрового потока 16 кбит/с на один канал.

Многие вопросы развития систем передачи связаны с совершенствованием элементной базы, технологии, и в частности с применением микропроцессорной техники. Это позволит широко внедрить сложные алгоритмы обработки сигналов, связанные с использованием помехоустойчивых блочных кодов, создать системы эксплуатации сети связи, обеспечивающие ее гибкость, надежность и живучесть.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Белецкий А. Ф.** Теория линейных электрических цепей. - М: Радио и связь, 1986. - 544 с.
2. **Бутлицкий И. В.** Устройства АРУ многоканальных систем связи, - М.: Связь, 1980. - 182 с.
3. **Зингеренко А. М., Баева Н. Н., Тверецкий М. С.** Системы многоканальной связи. - М: Связь, 1980.-439 с.
4. Строительство кабельных сооружений связи/ Д. А. Барон, И. И. Гроднев, В. Н. Евдокимов и др. - М: Радио и связь, 1988. - 768 с.
5. Аппаратура сетей связи/ М. И. Шляхтер, Э. Н. Дур банова, М. И. Полякова, Ш. Г. Галиуллин; Под ред. М. И. Шляхтера. - М.: Связь, 1980. - 440 с.
6. **Берганов И. Р., Гордиенко В. Н., Крухмалев В. В.** Проектирование и техническая эксплуатация систем передачи. - М.: Радио и связь, 1989. - 272 с.
7. **Баева Н. Н.** Многоканальная связь и РРЛ. - М: Радио и связь, 1988. -312 с.
8. **Системы электросвязи/ В. П. Шувалов, Г. П. Катунин, Б. И. Крук и др.;** Под ред. В. П. Шувалова. - М.: Радио и связь, 1987. - 512 с.
9. **Левин Л. С, Плоткин М. А.** Цифровые системы передачи информации. - М: Радио и связь, 1982.-216 с.
10. **Ситняковский И. В., Порохов О. Н., Нехаев А. Л.** Цифровые системы передачи абонентских линий. - М.: Радио и связь, 1987. - 216 с.
11. **Скалин Ю. В., Бернштейн А. Г., Финкевич А. Д.** Цифровые системы передачи. - М.: Радио и связь, 1988. - 272 с.
12. **Гитлиц М. В., Лев А. Ю.** Теоретические основы многоканальной связи. - М: Радио и связь, 1985.-245 с.
13. **Теория передачи сигналов/ А. Г. Зкжо, Д. Д. Кловский, М. В. Назаров, Л. М. Финк.** - М.: Связь, 1980.- 288 с.
14. **Носов Ю. Р.** Основы оптоэлектроники. - М: Радио и связь, 1989. - 360 с.
15. **Волоконно-оптические системы передачи и кабели/ И. И. Гроднев, А. Г, Мурадян, Р. М. Шарафутдинов и др.** - М: Радио и связь, 1993. - 264 с.

16. Гауэр Дж. Оптические системы связи: Пер. с англ./ Под ред. А. И. Ларкина. - М.: Радио и связь, 1989. - 504 с.
17. Оптика и связь: Пер. с франц./ А. Козанне, Ж. Флере, Г. Мэтр, М. Руссо; Под ред. В. К. Соколова.— М.: Мир, 1984. - 468 с.
18. Шереметьев А. Г. Когерентная волоконно-оптическая связь. - М: Радио связь, 1991. - 192 с.
19. Волоконно-оптические линии связи/ Л. М. Андрушко, В. А. Вознесет В. Б. Каток и др.; Под ред. С. В. Свечникова и Л. М. Андрушко. - Техника, 1988. - 240 с.
20. Волоконная оптика и приборостроение/ М. Н. Бутусов, С. Л. Галкин, И. П. Оробинский, Б. П. Пал. - Л.: Машиностроение, 1987. - 328 с.
21. Маковеева М. М. Радиорелейные линии связи. - М.: Радио и связь, 1988. - 312 с.
22. Системы спутниковой связи/ А. М. Бонч-Бруевич, В. Л. Быков, Л. Я. Кантор и др.; Под ред. Л. Я. Кантора. - М.: Радио и связь, 1992. - 224 с.
23. Справочник по спутниковой связи и вещанию/ Г. Б. Ашкинази, В. Л. Быков, Г. В. Водопьянов и др.; Под ред. Л. Я. Кантора. - М.: Радио и связь, 1983. - 288 с.
24. Системы спутниковой и космической связи. Тематическая подборка// Электросвязь. - 1993.- Jfel. -С. 7-60.

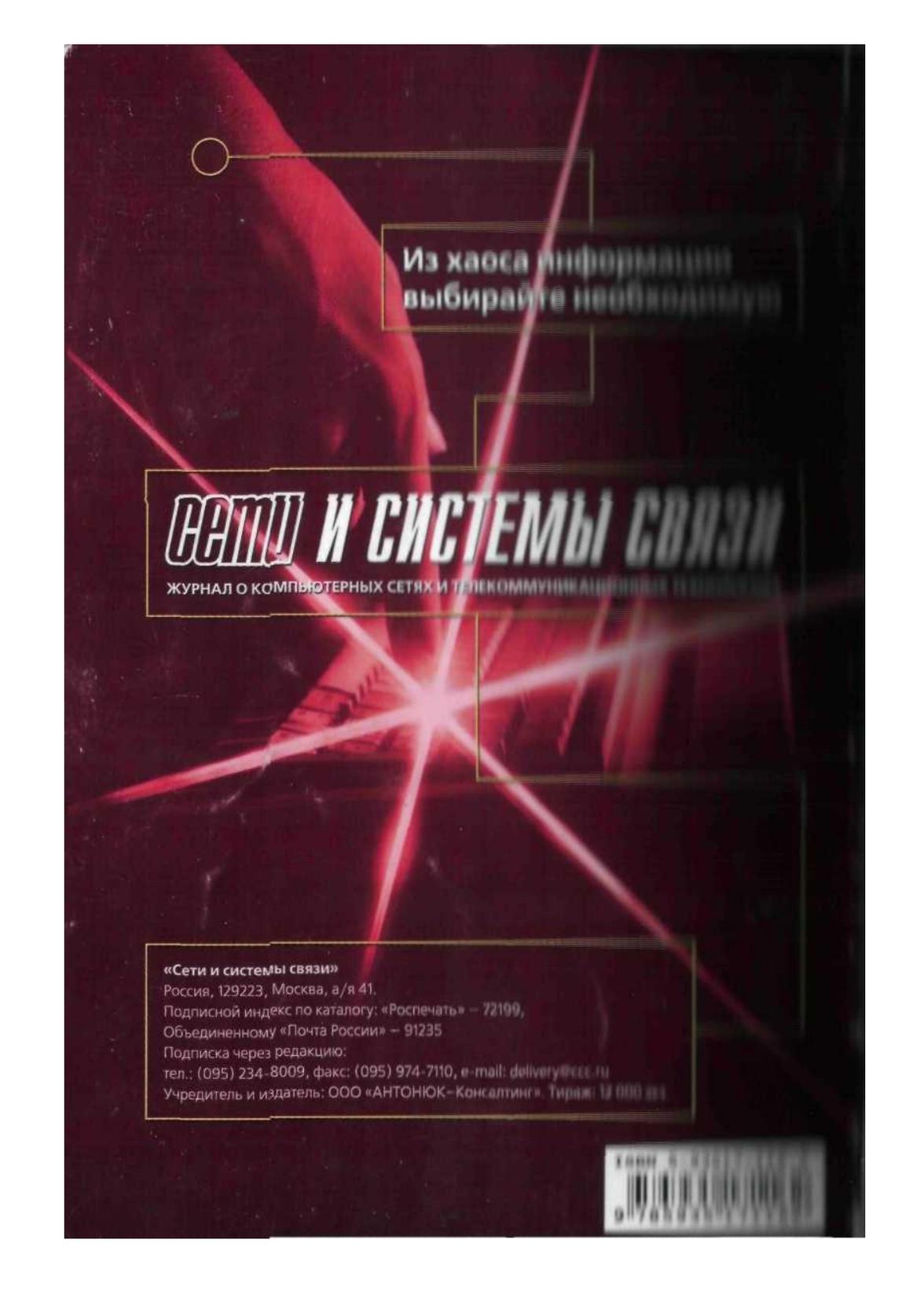
Дополнительный список литературы ко 2-му изданию

1. Многоканальные системы передачи: Учебник для вузов/ Н. Н. Баева, В. Н. Гордиенко, С. А. Курицын и др.; Под ред. Н. Н. Баевой и В. Н. Гордиенко. - М.: Радио и связь, 1997. - 560 с.
2. Проектирование и техническая эксплуатация систем передачи: Учебное пособие для вузов/ В. В. Крухмалев, В. Н. Гордиенко, В. И. Иванов и др.; Под ред. В. Н. Гордиенко и В. В. Крухмалева. - М.: Радио и связь. - 1996. - 344 с.
3. Оптические системы передачи: Учебник для вузов/ Б. В. Скворцов, В. И. Иванов, В. В. Крухмалев и др.; Под ред. В. И. Иванова. - М.: Радио и связь. - 1994. - 224 с.
4. Крук Б. Й., Попандопуло В. И., Шувалов В. П. Телекоммуникационные системы и сети. Т. 1: Учебное пособие. - 3-е изд., испр. и доп. - М.: Горячая линия - Телеком, 2003. - 648 с.
5. Слепов Н. Н. Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. - М.: Радио и связь, 2000.
6. Гордиенко В. Н., Ксенофонтов С. Н., Кунегин С. В., Цыбулин М. К. Современные высокоскоростные цифровые телекоммуникационные системы. 4.1. Синхронная цифровая иерархия: Учебное пособие. - М.: МТУСИ, 1998. - 30 с.
7. Гордиенко В. Н., Ксенофонтов С. Н., Кунегин С. В., Цыбулин М. К. Современные высокоскоростные цифровые телекоммуникационные системы. Ч.3. Группообразование в синхронной цифровой иерархии: Учебное пособие. - М.: МТУСИ, 1999. - 76 с.
8. Гордиенко В. Н., Кунегин С. В., Тверецкий М. С. Современные высокоскоростные цифровые телекоммуникационные системы. 4.4. Проектирование высокоскоростных синхронных сетей СЦИ: Учебное пособие. - М.: МТУСИ, 2001. - 30 с.
9. Алексеев Е. Б. Особенности технической эксплуатации волоконно-оптических систем и сетей синхронной цифровой иерархии. Учебное пособие. - М.: ИПК при МТУСИ, 1999. - 183 с.
10. Алексеев Е. Б. Принципы построения и технической эксплуатации фотонных сетей связи. Учебное пособие. - М.: ИПК при МТУСИ, 2000. - 70 с.
11. Алексеев Е. Б. Основы технической эксплуатации современных волоконно-оптических систем передачи. Учебное пособие. - М.: ИПК при МТУСИ, 1998. - 195 с.
12. Слепов Я. Н. Синхронные цифровые сети SDH. - М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 1997. - 140 с.
13. Кашин М. В., Муштаков Е. А. Основы SDH / Учебное пособие. Министерство РФ по связи и информатизации. Поволжская государственная академия телекоммуникаций и информатики. Самарский региональный телекоммуникационный тренинг центр. - Самара, 2001. - 80 с.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
Введение	4
Глава 1. Принципы многоканальной передачи сигналов	7
1.1. Сигналы электросвязи и их основные характеристики	7
1.2. Принципы построения систем передачи	11
1.3. Двусторонняя передача сигналов	16
1.4. Каналы связи.....	21
Глава 2. Построение оконечных станций систем передачи с частотным разделением каналов	25
2.1. Методы формирования канальных сигналов	25
2.2. Методы формирования стандартных групповых сигналов	27
2.3. Каналообразующее оборудование, оборудование сопряжения и оконечное оборудование линейного тракта	32
2.4. Основные узлы оконечного оборудования	34
Глава 3. Линейные тракты систем передачи с частотным разделением каналов	39
3.1. Структура линейных трактов	39
3.2. Коррекция линейных искажений	43
3.3. Автоматическая регулировка усиления	51
3.4. Помехи в трактах и каналах аналоговых систем передачи	54
Глава 4. Системы передачи с ЧРК	67
4.1. Основы построения первичной сети связи	67
4.2. Системы передачи для магистрального участка первичной сети	69
4.3. Системы передачи для зонного участка первичной сети	71
4.4. Системы передачи для местного участка первичной сети	75
Глава 5. Построение оконечных станций цифровых систем передачи	78
5.1. Особенности построения цифровых систем передачи	78
5.2. Дискретизация сигнала во времени	81
5.3. Квантование сигнала по уровню	85
5.4. Кодирование и декодирование сигналов	90
5.5. Структурная схема оконечной станции ЦСП.....	104
5.6. Принципы синхронизации в ЦСП	109
5.7. Генераторное оборудование ЦСП	115
5.8. Временное группообразование	117
Глава 6. Линейный тракт проводных ЦСП.....	129
6.1. Общие сведения	129
6.2. Сигналы и коды в линейных трактах ЦСП	133
6.3. Регенераторы ЦСП	140
6.4. Мешающее воздействие искажений и помех	143
6.5. Расчет длины регенерационного участка	146
6.6. Линейный тракт ЦСП, работающих на абонентских линиях (ЦСП-АЛ).....	149

Глава 7. Цифровые системы передачи импульсно-кодовой модуляцией	151
7.1. Первичные ЦСП	151
7.2. Вторичные ЦСП	157
7.3. Третичные ЦСП	159
7.4. Четверичные ЦСП	162
7.5. Субпервичные ЦСП	163
Глава 8. Волоконно-оптические системы передачи	169
8.1. Принципы построения ВОСП	169
8.2. Методы уплотнения ВОЛС	176
8.3. Передающие и прием-ные оптические модули	179
8.4. Линейные коды ВОСП	188
8.5. Оптический ретранслятор	190
8.6. Волоконно-оптические системы передачи	193
Глава 9. Радиорелейные и спутниковые системы передачи . . .	205
9.1. Общие сведения	205
9.2. Распространение сантиметровых радиоволн на радиорелейных и спутниковых линиях связи	210
9.3. Антенно-волноводные тракты радиорелейных и спутниковых систем передачи	214
9.4. Аппаратура аналоговых и цифровых радиорелейных систем передачи прямой видимости	218
Заключение	228
Список литературы	229



Из хаоса информации
выбирайте необходимую

Сети и системы связи

ЖУРНАЛ О КОМПЬЮТЕРНЫХ СЕТЯХ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЯХ

«Сети и системы связи»

Россия, 129223, Москва, а/я 41.

Подписной индекс по каталогу: «Роспечать» – 72199,

Объединенному «Почта России» – 91235

Подписка через редакцию:

тел.: (095) 234-8009, факс: (095) 974-7110, e-mail: delivery@cee.ru

Учредитель и издатель: ООО «АНТОНЮК-Консалтинг». Тираж: 12 000 экз.

